

Docket No. 215162US2

IN THE UNITED STATES PATENT AND TRADEMARK OFFICE

IN RE APPLICATION OF: Nicolas VOYER

GAU:

SERIAL NO: NEW APPLICATION

EXAMINER:

FILED: Herewith

FOR: METHOD OF OBTAINING A TRANSMISSION GAIN FUNCTION

REQUEST FOR PRIORITY

ASSISTANT COMMISSIONER FOR PATENTS  
WASHINGTON, D.C. 20231

SIR:

- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §120.
- ☐ Full benefit of the filing date of U.S. Provisional Application Serial Number, filed, is claimed pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119(e).
- ☒ Applicants claim any right to priority from any earlier filed applications to which they may be entitled pursuant to the provisions of 35 U.S.C. §119, as noted below.

In the matter of the above-identified application for patent, notice is hereby given that the applicants claim as priority:

<u>COUNTRY</u>	<u>APPLICATION NUMBER</u>	<u>MONTH/DAY/YEAR</u>
France	0014362	October 31, 2000

Certified copies of the corresponding Convention Application(s)

- ☒ are submitted herewith
- ☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee
- ☐ were filed in prior application Serial No. filed
- ☐ were submitted to the International Bureau in PCT Application Number .  
Receipt of the certified copies by the International Bureau in a timely manner under PCT Rule 17.1(a) has been acknowledged as evidenced by the attached PCT/IB/304.
- ☐ (A) Application Serial No.(s) were filed in prior application Serial No. filed ; and  
(B) Application Serial No.(s)  
☐ are submitted herewith  
☐ will be submitted prior to payment of the Final Fee

Respectfully Submitted,

OBLON, SPIVAK, McCLELLAND,  
MAIER & NEUSTADT, P.C.

Marvin J. Spivak

Registration No. 24,913

C. Irvin McClelland  
Registration Number 21,124



22850

Tel. (703) 413-3000  
Fax. (703) 413-2220  
(OSMMN 10/98)

#2 3-22-02  
D. C.  
Priority  
Papers  
1c971 U.S. PTO  
09/981980  
10/19/01

JC971 U.S. PTP  
09/981980

10/19/01

# BREVET D'INVENTION

**CERTIFICAT D'UTILITÉ - CERTIFICAT D'ADDITION****COPIE OFFICIELLE**

Le Directeur général de l'Institut national de la propriété industrielle certifie que le document ci-annexé est la copie certifiée conforme d'une demande de titre de propriété industrielle déposée à l'Institut.

**21 JUIN 2001**

Fait à Paris, le \_\_\_\_\_

Pour le Directeur général de l'Institut  
national de la propriété industrielle  
Le Chef du Département des brevets

**Martine PLANCHE**

**INPI**INSTITUT  
NATIONAL DE  
LA PROPRIÉTÉ  
INDUSTRIELLE

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

**BREVET D'INVENTION  
CERTIFICAT D'UTILITÉ**

Code de la propriété intellectuelle - Livre VI

cerfa  
N°11354\*01

REQUETE EN DELIVRANCE 1/2

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire DB 540W/260899

REMISE DES PIÈCES DATE <b>3-1-10-2000</b> LIEU <b>99</b> N° ENREGISTREMENT NATIONAL ATTRIBUE PAR L'INPI <b>0014362</b> DATE DE DÉPÔT ATTRIBUÉE PAR L'INPI <b>31 OCT. 2000</b>		Réservé à l'INPI		1 NOM ET ADRESSE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE A QUI LA CORRESPONDANCE DOIT ÊTRE ADRESSÉE  <b>Monsieur MAILLET Alain Cabinet LE GUEN &amp; MAILLET 5, place Newquay B.P. 70250 35802 DINARD CEDEX</b>	
Vos références pour ce dossier :				7558	
Confirmation d'un dépôt par télécopie				<input checked="" type="checkbox"/> N° attribué par l'INPI à la télécopie	
2 NATURE DE LA DEMANDE				Cochez l'une des 4 cases suivantes	
Demande de brevet				<input checked="" type="checkbox"/>	
Demande de certificat d'utilité				<input type="checkbox"/>	
Demande divisionnaire				<input type="checkbox"/>	
Demande de brevet initiale Ou demande de certificat d'utilité initiale				N° N° Date Date	
Transformation d'une demande de Brevet européen Demande de brevet initiale				<input type="checkbox"/> N° Date	
3 TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission					
4 DECLARATION DE PRIORITÉ OU REQUÊTE DU BÉNÉFICE DE LA DATE DE DÉPÔT D'UNE DEMANDE ANTÉRIEURE FRANÇAISE				Pays ou organisation Date N° Pays ou organisation Date N° Pays ou organisation Date N° <input type="checkbox"/> s'il y a d'autres priorités, cochez la case et utilisez l'imprimé "Suite"	
5 DEMANDEUR				<input type="checkbox"/> s'il y a d'autres demandeurs, cochez la case et utilisez l'imprimé "suite"	
Nom ou dénomination sociale				MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V.	
Prénoms					
Forme Juridique				SARL de droit néerlandais	
N° SIREN					
Code APE-NAF					
Adresse		Rue	Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST		
		Code postal et ville			
Pays				PAYS BAS	
Nationalité				Néerlandaise	
N° de téléphone (facultatif)					
N° de télécopie (facultatif)					
Adresse électronique (facultatif)					

**BREVET D'INVENTION  
CERTIFICAT D'UTILITE**

REQUETE EN DELIVRANCE 2/2

REMISE DES PIÈCES DATE		Réservé à l'INPI 31.10 2000	
LIEU 99		N° ENREGISTREMENT 0014362	
NATIONAL ATTRIBUE PAR L'INPI		DB 540W/260899	
Vos références pour ce dossier : (facultatif)		7558	
<b>⑥ MANDATAIRE</b>			
Nom		MAILLET	
Prénom		Alain	
Cabinet ou Société		Cabinet LE GUEN & MAILLET	
N° de pouvoir permanent et/ou de lien contractuel			
Adresse	Rue	5, place Newquay BP 70250	
	Code postal et ville	35802	DINARD Cedex
N° de téléphone (facultatif)		02 99 46 55 19	
N° de télécopie (facultatif)		02 99 46 41 80	
Adresse électronique (facultatif)		leguen.maillet@wanadoo.fr	
<b>INVENTEUR (S)</b>			
Les inventeurs sont les demandeurs		<input type="checkbox"/> Oui <input checked="" type="checkbox"/> Non Dans ce cas fournir une désignation d'inventeur (s) séparée	
<b>⑦ RAPPORT DE RECHERCHE</b>			
Etablissement immédiat ou établissement différé		<input checked="" type="checkbox"/> <input type="checkbox"/>	
Paiement échelonné de la redevance		Paiement en trois versements, uniquement pour les personnes physiques <input type="checkbox"/> Oui <input type="checkbox"/> Non	
<b>⑧ REDUCTION DU TAUX DES REDEVANCES</b>		Uniquement pour les personnes physiques. <input type="checkbox"/> Requête pour la première fois pour cette invention (joindre un avis de non-imposition) <input type="checkbox"/> Requête antérieurement à ce dépôt (joindre une copie de la décision d'admission pour cette invention ou indiquer sa référence) :	
Si vous avez utilisé l'imprimé "suite", Indiquez le nombre de pages jointes			
<b>⑩ SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE</b> (Nom et qualité du signataire)		<b>VISA DE LA PREFECTURE OU DE L'INPI</b>  M. ROCHET	

DEPARTEMENT DES BREVETS

26 bis, rue de Saint Pétersbourg

75800 Paris Cedex 08

Téléphone : 01 53 04 53 04 Télécopie : 01 42 94 86 54

Cet imprimé est à remplir lisiblement à l'encre noire

DB 113 W/260899

Vos références pour ce dossier (facultatif)		7558	
N° D'ENREGISTREMENT NATIONAL 0014362			
TITRE DE L'INVENTION (200 caractères ou espaces maximum) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission			
LE(S) DEMANDEUR(S): MITSUBISHI ELECTRIC INFORMATION TECHNOLOGY CENTRE EUROPE B.V. Keienbergweg 58 1101 AG AMSTERDAM ZUIDOOST PAYS BAS			
DESIGNE (NT) EN TANT QU'INVENTEUR(S) : (Indiquez en haut à droite "page N°1/1" S'il y a plus de trois inventeurs, utilisez un formulaire identique et numérotez chaque page en indiquant le nombre total de pages)			
Nom		VOYER	
Prénoms		Nicolas	
Adresse	Rue	Immeuble Germanium 80, avenue des Buttes de Coësmes	
	Code postal et ville	35700	RENNES
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
Nom			
Prénoms			
Adresse	Rue		
	Code postal et ville		
Société d'appartenance (facultatif)			
SIGNATURE DU DEMANDEUR OU DU MANDATAIRE (Nom et qualité du signataire)		A. MAILLET 92 3036	

# DOCUMENT COMPORTANT DES MODIFICATIONS

PAGE(S) DE LA DESCRIPTION OU DES REVENDICATIONS OU PLANCHE(S) DE DESSIN			R.M.*	DATE DE LA CORRESPONDANCE	TAMPON DATEUR DU CORRECTEUR
Modifiée(s)	Supprimée(s)	Ajoutée(s)			
1 à 15				14.12.2000	20.12.2000 H
16 à 18			RM	16.12.2000	20.12.2000 H

Un changement apporté à la rédaction des revendications d'origine, sauf si celui-ci découle des dispositions de l'article R.612-36 du code de la Propriété Intellectuelle, est signalé par la mention « R.M. » (revendications modifiées).

La présente invention concerne de manière générale une méthode d'obtention d'une fonction de gain à l'émission. Plus particulièrement, la présente invention a trait à une méthode d'obtention de gain d'antenne en émission pour une station de base d'un système de télécommunication mobile. Elle permet d'obtenir une fonction de gain d'antenne en émission à partir d'une fonction de gain d'antenne en réception.

La formation de voies ou la suppression de signaux interférents est bien connue dans le domaine du traitement d'antenne en bande étroite. L'une comme l'autre mettent en oeuvre un réseau d'antennes, généralement linéaire et uniforme (c'est-à-dire de pas constant) et un module de pondération des signaux. Plus précisément si l'on souhaite former une voie en réception, les signaux reçus par les différentes antennes sont pondérés par un jeu de coefficients complexes avant d'être sommés. Réciproquement, si l'on souhaite former une voie en émission, le signal à émettre est pondéré par un jeu de coefficients complexes et les signaux ainsi obtenus sont émis par les différentes antennes.

La Fig. 1 illustre un dispositif connu d'obtention de gain d'antenne en émission et en réception. Le dispositif comprend un réseau d'antennes  $(10_0), (10_1), \dots, (10_{N-1})$ , un module de pondération en émission (11) ainsi qu'un module de pondération en réception (15). Les signaux reçus par les différentes antennes,  $(x_i), i=0 \dots N-1$  sont pondérés en  $(13_0), (13_1), \dots, (13_{N-1})$  par un jeu de coefficients complexes  $(b_{ui}), i=0, \dots, N-1$  avant d'être sommés en (14) pour donner un signal  $R_u$ . Réciproquement, un signal à émettre  $S_d$  est pondéré en  $(12_0), (12_1), \dots, (12_{N-1})$  par un jeu de coefficients complexes  $(b_{di}), i=0, \dots, N-1$ , avant d'être émis par les différentes antennes.

Si l'on note  $\bar{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})^T$  et  $\bar{b}_u = (b_{u0}, b_{u1}, \dots, b_{uN-1})^T$  respectivement le vecteur des signaux reçus et celui des coefficients de pondération, on peut écrire :

$$R_u = \bar{b}_u^T \bar{x} \quad (1)$$

Le gain complexe (ou la fonction de gain complexe de l'antenne) en réception peut s'écrire :

$$G(\bar{b}_u, \theta) = \bar{b}_u^T \bar{e}_{u\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} b_{ui} \exp(-j\varphi_i) \quad (2)$$

où  $\bar{e}_{u\theta}$  représente le vecteur  $\bar{x}$  correspondant à une onde plane arrivant sous un angle d'incidence  $\theta$  et

$$\varphi_i = (2\pi d/\lambda) \cdot i \cdot \sin(\theta) = (2\pi f/c) \cdot i \cdot \sin(\theta) \quad (3)$$

est la différence de marche entre antennes consécutives pour un réseau linéaire uniforme de pas  $d$ ,  $\lambda$  et  $f$  étant respectivement la longueur d'onde et la fréquence de l'onde plane considérée ;

et

$$5 \quad \varphi_i = 2\pi R \Delta \theta / \lambda \sin(\theta - \theta_i) = 2\pi R f \Delta \theta / c \sin(\theta - \theta_i) \quad (4)$$

pour un réseau circulaire où  $\theta_i$  est l'angle entre un axe de référence et la normale à l'antenne d'indice  $i$ ,  $R$  le rayon de courbure du réseau,  $\Delta \theta$  est l'écart angulaire entre deux antennes consécutives du réseau.

De même le gain complexe (ou la fonction de gain complexe) en émission peut s'écrire :

$$10 \quad G(\bar{b}_d, \theta) = \bar{b}_d^T \bar{e}_{d\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} b_{di} \exp(j\varphi_i) \quad (5)$$

avec les mêmes conventions que celles adoptées ci-dessus et où  $\bar{e}_{d\theta}$  représente le vecteur  $x$  correspondant à une onde plane émise dans la direction  $\theta$ .

Nous appellerons  $\bar{b}_r$  et  $\bar{b}_d$  les vecteurs de pondération en réception et en émission respectivement.

15 Lorsque le réseau d'antennes fonctionne réception à une fréquence donnée, différentes méthodes connues, notamment celle du filtrage de Wiener, permettent de déterminer le vecteur de pondération  $\bar{b}_r$  qui maximise le rapport signal sur bruit. Dans un système de télécommunication mobile, le réseau d'antennes d'une station de base reçoit des signaux transmis par une pluralité de terminaux mobiles. Dans le

20 cadre d'une transmission en mode CDMA (*Code Division Multiple Access*), les signaux transmis par les différents terminaux mobiles sont séparés grâce à l'utilisation de codes orthogonaux à l'émission et de filtres adaptés à ces codes en réception. En pratique cependant, la séparation des différents signaux reçus n'est pas

25 parfaite. Pour une liaison montante (*uplink*) entre un terminal mobile donné et la station de base qui le sert, le critère à maximiser est alors le rapport signal sur bruit plus interférence, cette dernière étant due aux signaux transmis par les autres terminaux mobiles. De même, la liaison descendante (*downlink*) entre une station de base et un terminal mobile donné est perturbée, outre par le bruit de fond, par

30 l'interférence due aux signaux transmis par ladite station de base à destination des autres terminaux mobiles. S'il est relativement facile d'optimiser le vecteur de pondération en réception,  $\bar{b}_r$ , en estimant le canal montant et la densité d'interférence au niveau de la station de base, il en va tout autrement pour l'optimisation du vecteur de pondération en émission,  $\bar{b}_d$ . En effet, l'estimation du



canal descendant et de la densité d'interférence ne peut être effectuée directement au niveau de la station de base et une transmission de ces informations par les terminaux mobiles est nécessaire. Cette transmission d'informations consomme cependant des ressources de transport sur la liaison montante, ce qui peut être très pénalisant, notamment en cas de variations rapides de la fonction de transfert du canal, par exemple lorsque le terminal mobile se déplace à vitesse élevée.

Le but de l'invention est de proposer une méthode de détermination du vecteur de pondération en émission,  $\bar{b}_d$ , optimisant le rapport signal à bruit plus interférence sur la liaison descendante et ne nécessitant la transmission que d'une faible quantité d'informations sur les liaisons montantes.

A cette fin, l'invention est définie par une méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission au moyen d'un réseau d'antennes, un signal à émettre par le réseau étant pondéré par un vecteur  $(\bar{b}_d)$  de  $N$  coefficients complexes, dit vecteur de pondération à l'émission,  $N$  étant le nombre d'antennes du réseau, le réseau transmettant à un terminal de télécommunication sur un canal de transmission, dit canal descendant, un signal d'émission  $(S_d)$  descendant et ledit terminal transmettant audit réseau sur un canal de transmission, dit canal montant, un signal d'émission  $(S_u)$  montant, ledit canal descendant étant perturbé par un bruit isotrope  $(N')$  et/ou un bruit directionnel, dit interférence descendante  $(I_d)$ , ledit vecteur de pondération à l'émission  $(\bar{b}_d)$  étant déterminé au moyen d'un produit matriciel à partir d'une matrice de puissance de bruit  $(D_d)$  fonction de la puissance dudit bruit isotrope et/ou de la puissance dudit bruit directionnel et d'un vecteur  $(\bar{C}_d)$ , dit vecteur de canal descendant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal descendant selon  $M$  directions  $k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ , appartenant à la plage angulaire couverte par le réseau.

Avantageusement, ledit vecteur de canal descendant  $(\bar{C}_d)$  est obtenu à partir des variations de la fonction de transfert du canal montant. Ledit vecteur de canal descendant  $(\bar{C}_d)$  est obtenu par exemple à partir des variations  $(\Delta \bar{C}_d)$  d'un vecteur  $(\bar{C}_u)$ , dit vecteur de canal montant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal montant selon lesdites  $M$  directions.

Les variations  $(\Delta \bar{C}_d)$  du vecteur de canal descendant peuvent être obtenues à partir des variations  $(\Delta \bar{C}_u)$  du canal montant.

Les variations  $\Delta c_{dk}$  des composantes  $c_{dk}$  du vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) sont avantageusement obtenues au moyen des variations  $\Delta c_{uk}$  des composantes  $c_{uk}$  du vecteur montant par :  $\Delta c_{dk} / c_{dk} = f_d / f_u \cdot \Delta c_{uk} / c_{uk}$  où  $f_u$  est la fréquence utilisée sur ledit canal montant et  $f_d$  est la fréquence utilisée sur ledit canal descendant.

- 5 Ledit vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) est alors obtenu par intégration desdites variations ( $\Delta \bar{C}_d$ ) dudit vecteur de canal descendant et d'une valeur initiale ( $\bar{C}_d(0)$ ) transmise par ledit terminal.

- Selon un premier mode de réalisation, la matrice de bruit est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N_0 / I_d}$  où  $\sigma_{dk}^2$  est la puissance de l'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $N_0$  est la puissance du bruit isotrope,  $\gamma_d = 1 / \|\bar{C}_d\|^2$  et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.
- 10

- Selon un second mode de réalisation, le réseau transmettant sur une pluralité de canaux descendants une pluralité de signaux d'émission à une pluralité de terminaux de télécommunication et recevant d'eux une pluralité de signaux d'émission transmis sur une pluralité de canaux montants, chaque canal descendant  $j$  relatif à un terminal  $j$  de ladite pluralité étant associé à un vecteur de pondération à l'émission  $\bar{b}_d(j)$ , la seconde matrice de bruit relative au canal descendant  $j$  est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2(j) + \gamma_d(j) \cdot N_0 / I_d(j)}$  où  $\sigma_{dk}^2(j)$  est la puissance de l'interférence descendante pour le canal descendant  $j$  dans la direction  $k$ ,  $\gamma_d(j)$  est un coefficient caractérisant le transfert de puissance sur le canal descendant  $j$ ,  $N_0$  est la puissance du second bruit isotrope, et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.
- 15
- 20

Avantageusement, le coefficient  $\gamma_d(j)$  est transmis au réseau par le terminal  $j$  sur le canal montant associé.

Alternativement, le coefficient  $\gamma_d(j)$  est estimé par la station de base à partir d'un coefficient ( $\Gamma$ ) caractérisant le transfert de puissance dans le sens montant.

- Pour un canal descendant  $j$  donné, la puissance d'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $\sigma_{dk}^2(j)$ , pourra être estimée en fonction de la puissance des signaux transmis ( $S_d(j')$ ) sur les canaux descendants  $j'$  distincts de  $j$ , d'un coefficient  $\beta_d(j)$  caractérisant l'orthogonalité du canal descendant  $j$ , des composantes ( $g_{dk}(j')$ ) des vecteurs de gain ( $\bar{G}_d(j')$ ) relatifs aux dits canaux descendants distincts  $j'$ , les vecteurs de gain étant constitués par un échantillonnage angulaire selon lesdites  $M$  directions des fonctions de gain à l'émission obtenues pour lesdits canaux descendants distincts  $j'$ .
- 25
- 30

Enfin, ledit coefficient  $\beta_a(j)$  peut être estimé à partir d'un coefficient caractérisant l'orthogonalité du canal montant  $j$ .

L'invention est également définie par un dispositif adapté à mettre en oeuvre  
5 la méthode exposée ci-dessus.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante faite en relation avec les figures jointes, parmi lesquelles :

La Fig. 1 représente de manière schématique un dispositif connu d'obtention  
10 d'une fonction de gain d'antenne ;

La Fig. 2 représente de manière schématique un canal de transmission montant dans un système de télécommunication mobile ;

La Fig. 3 représente de manière schématique un canal de transmission descendant dans un système de télécommunication mobile ;

15 La Fig. 4 représente de manière schématique un dispositif d'obtention d'une fonction de gain d'antenne selon un mode de réalisation de l'invention.

Une première idée générale à la base de l'invention est d'échantillonner les fonctions de gain en émission et en réception pour construire des vecteurs de gain en émission et en réception. Comme on le montrera, des vecteurs de pondération  
20 optimaux, en terme de rapport signal sur bruit plus interférence, peuvent alors être obtenus à partir des vecteurs de gain en émission et en réception selon des relations matricielles.

Une seconde idée générale à la base de l'invention est d'obtenir un vecteur de pondération en émission, optimal en terme de rapport signal sur bruit plus  
25 interférence obtenu, en fonction du vecteur de pondération de gain en réception supposé lui-même optimal.

Une troisième idée générale à la base de l'invention est d'estimer le canal descendant à partir des variations du canal montant.

Nous montrerons dans un premier temps que les vecteurs de pondération  
30 peuvent être obtenus à partir d'une série d'échantillons de la fonction de gain correspondante.

Considérons tout d'abord un réseau linéaire et uniforme, formé de  $N$  antennes espacées d'un pas  $d$  et opérant à la fréquence  $f$ . La fonction de gain d'antenne  $G_0(\theta)$ , obtenue en absence de pondération (c'est-à-dire avec  $\vec{b}_0 = (1, 1, \dots, 1)^T$ ) :

$$|G_0(\theta)| = \frac{\sin(N\varphi/2)}{\sin(\varphi/2)} \text{ avec } \varphi = 2\pi fd/c \sin\theta \quad (6)$$

Cette fonction présente des zéros pour les valeurs  $\varphi_k = 2k\pi/N$ ,  $k$  entier non nul telles que  $\varphi_k \in [-\pi, \pi]$ , c'est-à-dire dans les directions pour lesquelles  $\sin\theta_k = k.c/Nfd$ , lorsque cette expression a un sens. L'écart de phase entre deux zéros consécutifs du diagramme de gain est constant et vaut  $\Delta\varphi = 2\pi/N$ . L'écart angulaire entre deux zéros consécutifs du diagramme varie en Arcsin., fonction dont la dérivée est croissante sur  $[-1, 1]$  et est donc minimum pour l'écart angulaire entre le premier et le second zéros. Il est donc borné par  $\Delta\theta_{\min} = c/Nfd$  si  $N$  est suffisamment grand. On supposera que les fréquences utilisées sont inférieures à  $f_0$  où  $f_0$  est la fréquence propre du réseau. On peut en conclure que le spectre de la fonction  $G_0(\theta)$  est à support borné par  $1/\Delta\theta_{\min} = N/2$ .

De manière plus générale, soit  $G(\theta)$  la fonction de gain d'antenne obtenue au moyen d'un vecteur de pondération  $\vec{b}$ .  $G$  peut s'exprimer comme la transformée de Fourier (TF) (en réception) ou la transformée de Fourier inverse (en émission) de la distribution de pondération complexe de l'antenne à savoir :  $b(x) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \delta(x - x_i)$  avec

$$x_i = i.d ; \text{ on a : } G_u(\theta) = B(\sin\theta) \text{ avec } B(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x) \exp(-j2\pi ux/\lambda) dx \text{ et de même}$$

$G_d(\theta) = B'(\sin\theta)$  avec  $B'(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x) \exp(j2\pi ux/\lambda) dx$ . La fonction  $b(x)$  étant bornée par  $N.d$ , l'écart entre deux zéros de la fonction  $B$  ou  $B'$  est au moins de  $\lambda/N.d$  et donc a fortiori de  $2/N$ . Etant donné la croissance de la dérivée de la fonction Arcsin. l'écart minimum entre deux zéros de la fonction  $G$  est de  $2/N$ . La fonction  $G$  a donc un spectre borné par  $N/2$ .

D'après le théorème d'échantillonnage de Shannon, on en conclut que l'on peut reconstituer la fonction  $G(\theta)$  si on l'échantillonne à une fréquence supérieure à la fréquence de Nyquist soit  $N$ . Autrement dit, pour une plage angulaire  $[-\pi/2, \pi/2]$ , au minimum  $M > \pi N$  échantillons sont nécessaires où  $M$  entier. On peut prendre  $K.N$  échantillons en pratique avec  $K$  entier,  $K \geq 4$ .

Pour un réseau circulaire, on peut montrer que  $1/\Delta\theta_{\min} = N$  et la plage angulaire étant  $[-\pi, \pi]$ ,  $M$  ( $M > \pi N$  et  $M$  entier) échantillons équirépartis angulairement suffisent également à reconstituer la fonction  $G(\theta)$ .

Dans le cas général de l'échantillonnage d'une fonction de gain quelconque  $G(\theta)$ , il est nécessaire de filtrer préalablement  $G(\theta)$  par un filtre anti-aliasing avant de

l'échantillonner. Il suffit alors de prendre  $M$  échantillons du diagramme filtré sur la totalité de la plage angulaire pour reconstituer le diagramme filtré.

Nous noterons  $g_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$  les échantillons d'une fonction de gain, éventuellement filtrée par filtrage anti-aliasing, si nécessaire, c'est-à-dire  $g_k = G'(\theta_k)$  où les  $\theta_k$  sont  $M$  angles équirépartis sur  $[-\pi/2, \pi/2]$  ou  $[-\pi, \pi]$  et où l'on a supposé que  $G'$  était la version filtrée du diagramme complexe de consigne.

On peut désormais définir une application linéaire,  $H_f$ , de  $C^N$  dans  $C^M$  qui fait correspondre à tout vecteur de pondération  $\bar{b}$ , le vecteur  $H_f(\bar{b}) = \bar{G} = (g_0, g_1, \dots, g_{M-1})^T$  où  $g_k = G(\bar{b}, \theta_k)$ . L'image de  $C^N$  par  $H_f$  est un sous-espace vectoriel de  $C^M$  de dimension au plus égal à  $N$  que nous noterons  $\text{Im}_f$ . Si l'on choisit une base de  $C^N$ , par exemple la base canonique et une base de  $C^M$  on peut exprimer l'application linéaire  $H_f$  par une matrice  $H_f$  de taille  $M \times N$  qui est au plus de rang  $N$ .

Soit  $\bar{G}$  un vecteur de gain quelconque correspondant à une fonction de gain échantillonnée. Recherchons le vecteur  $\bar{b}$  tel que  $H_f(\bar{b})$  soit le plus proche possible de  $\bar{G}$  au sens d'une certaine métrique. Nous prendrons comme norme, la norme euclidienne sur  $C^M$ , à savoir  $\|\bar{G}\|^2 = \sum_{k=0}^{M-1} |g_k|^2$ . S'il existe, le vecteur  $\bar{b}$  cherché, est alors tel que  $H_f(\bar{b}) = \bar{G}_p$  où  $\bar{G}_p$  est la projection orthogonale du vecteur  $\bar{G}$  sur  $\text{Im}_f$ . Si la matrice  $H_f$  est de rang  $N$ , le vecteur  $\bar{b}$  cherché existe et peut s'écrire

$$\bar{b} = H_f^+ \bar{G} \quad (7)$$

où  $H_f^+ = (H_f^T H_f)^{-1} H_f^T$  est la matrice pseudo-inverse de la matrice  $H_f$  avec  $H_f^T$  transposée conjuguée de la matrice  $H_f$ .

Afin d'exprimer la matrice  $H_f$ , il faut convenir d'une base de l'espace de départ et d'une base de l'espace d'arrivée. Nous pouvons choisir comme base de  $C^M$  la base canonique et comme une base de  $C^N$  une base adaptée à la description des ondes planes de fréquence  $f$ . Considérons les vecteurs distincts  $\bar{e}_k$ ,  $k=0, \dots, N-1$ , tels que  $\bar{e}_k = (e_{k,0}, e_{k,1}, \dots, e_{k,N-1})^T$  avec  $e_{k,i} = \exp(j \frac{2\pi f d}{c} i \sin \theta_k) = \exp(j \pi \eta i \sin \theta_k)$  avec  $\eta = f/f_0$  et où les  $\theta_k$  appartiennent à l'intervalle  $[-\pi/2, \pi/2]$ . Les vecteurs  $\bar{e}_k$  sont les vecteurs de pondération du réseau permettant de former des faisceaux dans les directions  $\theta_k$ . Les vecteurs  $\bar{e}_k$  forment une base si le déterminant des coordonnées des  $\bar{e}_k$  dans la base canonique de  $C^N$  est non nul. Ce déterminant est un déterminant de Vandermonde qui vaut  $\prod_{p \neq q} (\exp(j \phi_p) - \exp(j \phi_q))$  avec  $\phi_k = \pi \eta \sin \theta_k$ . Ce déterminant s'annule si et seulement s'il existe deux angles  $\theta_p$  et  $\theta_q$  tels que  $\sin \theta_p - \sin \theta_q = 2/\eta$ . Autrement dit,

pour  $\eta < 1$  les  $N$  vecteurs  $\bar{e}_k$  forment toujours une base et pour  $\eta = 1$  seul le cas  $\theta_p = \theta_q = \pi/2$  est exclu. Les directions peuvent, par exemple, être choisies équiréparties c'est-à-dire telles que  $\theta_k = k\pi/N$  avec  $k = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$ . Dans ce cas, la matrice  $\mathbf{H}_r$  a pour composantes :

$$H_{pq} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp(j\pi\eta.i.\sin(p\pi/N)) \exp(-j\pi\eta.i.\sin(q\pi/M))$$

ou encore :

$$H_{pq} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp(j\pi\eta.i. [\sin(p\pi/N) - \sin(q\pi/M)]) = \exp(j(N-1)\Psi_{pq}/2) \cdot \frac{\sin(N\Psi_{pq}/2)}{\sin(\Psi_{pq}/2)} \quad (8)$$

avec  $\Psi_{pq} = \pi\eta(\sin(p\pi/N) - \sin(q\pi/M))$

Alternativement, on pourra choisir comme base de départ une autre base adaptée à la fréquence  $f$ , celle constituée par les vecteurs  $\bar{e}_k$ , tels que  $e^{j\theta_k} = \exp(j\pi.\eta.i.\sin\theta_k)$  avec  $\sin\theta_k = 2k/\eta N$  et  $k = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$ . Ces vecteurs existent si  $|\sin\theta_k| \leq 1, \forall k$ , c'est-à-dire pour  $\eta > 1 - 1/N$  et dans ce cas les vecteurs  $\bar{e}_k$  forment une base qui présente l'avantage d'être orthogonale.

Alternativement, on pourra choisir comme base de départ la base canonique de  $\mathbb{C}^N$  qui présente l'avantage de ne pas dépendre de la fréquence. Dans ce cas, la matrice  $\mathbf{H}'_r$  exprimée dans cette base s'écrit :

$$\mathbf{H}'_r = \mathbf{H}_r \cdot \mathbf{T}^{-1} \quad (9)$$

où  $\mathbf{T}$  est la matrice des coordonnées de  $\bar{e}_k$  dans la base canonique c'est-à-dire  $T_{pp'} = \exp(j\pi p p' \sin(p'/N))$ . On a vu plus haut que cette matrice possédait un déterminant de Vandermonde non nul et était par conséquent inversible.

Supposons maintenant que l'on cherche à approximer une fonction de gain obtenue à une première fréquence  $f_1$ ,  $f_1 \leq f_0$  et notons  $\bar{G}_1 = h^1(\bar{b})$  le vecteur des échantillons associé à cette fonction de gain. Soit une seconde fréquence de travail  $f_2$ ,  $f_2 \leq f_0$ .  $\bar{G}_1$  appartenant à  $\mathbb{C}^M$ , si la matrice  $\mathbf{H}_2$  est de rang  $N$ , on peut trouver un vecteur  $\bar{b}_2$  tel que  $h^2(\bar{b}_2)$  soit la projection de  $h^1(\bar{b})$  sur  $\text{Im}f_2$ . Le vecteur  $\bar{b}_2$  est obtenu par la relation matricielle:

$$\bar{b}_2 = \mathbf{H}_2^+ \cdot \mathbf{H}_1 \bar{b}_1 \quad (10)$$

Cette relation permet, en particulier, d'obtenir à une seconde fréquence de travail, un diagramme de gain échantillonné qui soit le plus proche possible de celui, dit de consigne, obtenu à une première fréquence de travail.

La relation (10) s'applique avantageusement au réseau d'antennes d'une station de base d'un système de télécommunication mobile opérant en mode FDD (Frequency Division Duplex). Dans un tel système, une fréquence  $f_d$  est utilisée sur

les liaisons descendantes et une fréquence  $f_u$  distincte de  $f_d$  est utilisée sur les liaisons montantes. La relation (10) permet alors d'obtenir directement le vecteur de pondération à l'émission  $\bar{b}_u$  à partir du vecteur de pondération à la réception  $\bar{b}_d$

$$\bar{b}_d = \mathbf{H}_d^* \mathbf{H}_u \bar{b}_u \quad (11)$$

où l'on a noté :  $\mathbf{H}_d = \mathbf{H}_{du}$  et  $\mathbf{H}_u = \mathbf{H}_{ud}$ .

La relation (11) permet, on l'a vu, d'obtenir à la fréquence d'émission  $f_u$ , un diagramme de gain échantillonné le plus proche possible d'un diagramme de consigne obtenu à la fréquence de réception  $f_d$ . Cependant, le profil d'interférence, c'est-à-dire la distribution angulaire de la puissance de l'interférence, n'est pas nécessairement le même sur le canal descendant que sur le canal montant. En effet, les directions des sources interférentes ne sont pas nécessairement identiques en émission et en réception. Par voie de conséquence, si le diagramme de gain en réception est optimal pour un profil d'interférence en réception, il ne le sera pas nécessairement pour un profil d'interférence en émission. Comme nous le montrerons plus loin, si les profils d'interférence en émission et en réception diffèrent, la relation (11) doit être modifiée pour tenir compte de cette différence.

On a représenté, en Fig. 2, l'ensemble constitué du canal montant (20), du réseau d'antennes (22) et du module de pondération à la réception (23). L'effet du bruit a été symbolisé par l'addition en (21) d'un bruit directionnel  $\bar{I}_u$ , dû aux signaux interférents et en (24) d'un bruit de fond blanc centré gaussien et isotrope  $N$ .

Tout comme la fonction de gain peut être représentée par un vecteur de gain, le canal peut être modélisé par un vecteur de dimension  $M$ , défini comme l'échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$  et noté  $\bar{C}_u = (c_{u0}, c_{u1}, \dots, c_{uM-1})^T$ . Ce vecteur possède  $P$  parmi  $M$  coefficients non nuls où  $P$  est le nombre de trajets de propagation du canal. Pour ces  $P$  coefficients  $c_{uk}$ , on a  $c_{uk} = \alpha_{uk} \exp -j(2\pi f_u L_{uk}/c + \varphi_{uk})$  où  $L_{uk}$  est la longueur du trajet concerné,  $\alpha_{uk}$  le coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet et  $\varphi_{uk}$  est la polarisation du signal incident.

Le signal  $R_u$  reçu par la station de base peut s'écrire :

$$R_u = \bar{G}_u^T (S_u \bar{C}_u + \bar{I}_u) + N \quad (12)$$

où  $\bar{G}_u$  est le vecteur de gain en réception et  $S_u$  est le signal transmis par le terminal mobile.

Le rapport signal à bruit plus interférence vaut :

$$(C/I+N)_u = \frac{E(\bar{G}_u^T S_u \bar{C}_u)^2}{E(\bar{G}_u^T \bar{I}_u)^2 + E(N^2)} = \frac{P_u \bar{G}_u^T \bar{C}_u^2}{N_0 + I_u \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{uk}^2 |g_{uk}|^2} \quad (13)$$

où  $P_u$  est la puissance du signal  $S_u$ ,  $N_0$  est la puissance du bruit de fond et où l'on a  $\bar{I}_u = \sqrt{I_u} \bar{I}_u^0$  où  $\bar{I}_u^0$  est le vecteur normalisé dont les composantes sont assimilées à des variables aléatoires gaussiennes centrées normalisées  $N(0, \sigma_{uk}^2)$  c'est-à-dire telles que  $\sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{uk}^2 = 1$  et où  $I_u = E(\|\bar{I}_u\|^2)$  est la puissance totale de bruit directionnel (c'est-à-dire de l'interférence sur le canal montant). On a supposé dans (13) que le bruit isotrope était indépendant du bruit directionnel.

L'expression (13) peut encore s'écrire :

$$(C/I+N)_u = \frac{P_u}{I_u} \frac{|\bar{\Lambda}_u^T \bar{\Omega}_u|^2}{\|\bar{\Lambda}_u\|^2} \quad (14)$$

où  $\bar{\Omega}_u = \mathbf{D}_u^{-1} \bar{C}_u$ ,  $\bar{\Lambda}_u = \mathbf{D}_u \bar{G}_u$  et  $\mathbf{D}_u = \text{Diag}(\sqrt{\sigma_{uk}^2 + \gamma_u N_0 / I_u})$  avec  $\gamma_u = 1 / \|\bar{G}_u\|^2$ .

L'expression (14) est maximale pour  $\bar{\Lambda}_u = \bar{\Omega}_u^*$  et donc pour

$$\bar{G}_u = \mathbf{D}_u^{-1} \bar{\Omega}_u = \mathbf{D}_u^{-2} \bar{C}_u \quad (15)$$

Le vecteur de pondération à la réception,  $\bar{b}_u$ , optimal au sens de la maximisation du rapport signal sur bruit plus interférence sur le canal peut alors s'exprimer :

$$\bar{b}_u = \mathbf{H}_u^H \mathbf{D}_u^{-1} \bar{\Omega}_u = \mathbf{H}_u^H \mathbf{D}_u^{-2} \bar{C}_u \quad (16)$$

On a représenté, en Fig. 3, l'ensemble constitué du canal descendant (30), du réseau d'antennes (32) et du module de pondération à l'émission (33). L'effet du bruit a été symbolisé par l'addition en (31) d'un bruit directionnel  $\bar{I}_d$  dû aux signaux interférents et en (34) d'un bruit de fond blanc gaussien centré et isotrope  $N'$ .

Tout comme le canal montant, le canal descendant peut être modélisé par un vecteur de dimension  $M$ , défini comme l'échantillonnage angulaire de la fonction de transfert de ce canal dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$  et noté  $\bar{C}_d = (c_{d0}, c_{d1}, \dots, c_{dM-1})^T$ . Ce vecteur possède  $P'$  parmi  $M$  coefficients non nuls où  $P'$  est le nombre de trajets de propagation du canal. Pour ces  $P'$  coefficients  $c_{dk}$ , on a  $c_{dk} = \alpha_{dk} \exp[-j(2\pi f_d L_{dk}/c + \varphi_{dk})]$  où  $L_{dk}$  est la longueur du trajet concerné,  $\alpha_{dk}$  le coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet et  $\varphi_{dk}$  est la polarisation du signal incident.

Le signal  $R_d$  reçu par le terminal mobile peut s'écrire :



$$R_d = \vec{C}_d^T (S_d \vec{G}_d + \vec{I}_d) + N \quad (17)$$

où  $\vec{G}_d$  est le vecteur de gain en émission et  $S_d$  est le signal transmis par la station de base.

Le rapport signal à bruit-plus interférence vaut :

$$5 \quad (C/I+N)_d = \frac{E[\vec{C}_d^T S_d \vec{G}_d]^2}{E[\vec{C}_d^T \vec{I}_d]^2 + E[N^2]} = \frac{P_d |\vec{C}_d^T \vec{G}_d|^2}{N_0 + I_d \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{dk}^2 |\vec{C}_d|^2} \quad (18)$$

où  $P_d$  est la puissance du signal  $S_d$ ,  $N_0$  est la puissance du bruit de fond et où l'on a  $\vec{I}_d = \sqrt{I_d} \vec{I}_d^0$  où  $\vec{I}_d^0$  est le vecteur normalisé dont les composantes sont assimilées à des variables aléatoires gaussiennes centrées normalisées  $N(0, \sigma_{dk}^2)$  c'est-à-dire telles que  $\sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{dk}^2 = 1$  et où  $I_d = E[\|\vec{I}_d\|^2]$  est la puissance totale de bruit directionnel (c'est-à-dire de l'interférence sur le canal descendant). On a supposé dans (18) que le bruit isotrope était indépendant du bruit directionnel.

L'expression (18) peut encore s'écrire

$$15 \quad (C/I+N)_d = \frac{P_d}{I_d} \frac{|\vec{\Lambda}_d^T \vec{\Omega}_d|^2}{\|\vec{\Lambda}_d\|^2} \quad (19)$$

où  $\vec{\Omega}_d = \vec{D}_d^{-1} \vec{G}_d$ ,  $\vec{\Lambda}_d = \vec{D}_d \vec{C}_d$  et  $\vec{D}_d = \text{Diag}(\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N_0 / I_d})$  avec  $\gamma_d = 1 / \|\vec{C}_d\|^2$ .

L'expression (19) est maximale pour  $\vec{\Omega}_d = \vec{\Lambda}_d^*$  et donc pour

$$\vec{G}_d = \vec{D}_d \vec{\Lambda}_d = \vec{D}_d^2 \vec{C}_d \quad (20)$$

Le vecteur de pondération à l'émission,  $\vec{b}_d$ , optimal au sens de la maximisation du rapport signal sur bruit plus interférence sur le canal descendant peut alors s'exprimer :

$$\vec{b}_d = \vec{H}_d^+ \vec{D}_d \vec{\Lambda}_d = \vec{H}_d^+ \vec{D}_d^2 \vec{C}_d \quad (21)$$

Si l'on suppose que la fonction de transfert du canal descendant est identique à celle du canal montant, c'est à dire si  $\vec{C}_d = \vec{C}_u$ , on peut déduire de (16) et (21) la relation entre les vecteurs de pondération optimaux  $\vec{b}_d$  et  $\vec{b}_u$  :

$$\vec{b}_d = \vec{H}_d^+ \vec{D}_d^2 \vec{D}_u^2 \vec{H}_u \vec{b}_u \quad (22)$$

On remarque que la relation (11) est un cas particulier de la relation (22) lorsque  $\mathbf{D}_d = \mathbf{D}_u^{-1}$ . Ce sera en particulier si le bruit sur le canal montant et le bruit sur le canal descendant sont constitués du seul bruit isotrope.

La matrice  $\mathbf{D}_u$  peut être estimée au niveau de la station de base à partir d'une  
 5 mesure de la puissance de bruit et de l'interférence dans les directions  $\theta_k$ , par exemple pendant une période de silence du terminal mobile. En revanche la matrice  $\mathbf{D}_d$  ne peut être estimée aussi simplement.

Rappelons que  $\mathbf{D}_d = \text{Diag}(\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N_0 / I_d})$  avec  $\gamma_d = 1 / \|\bar{\mathbf{C}}_d\|^2$  (23)

$\gamma_d$  peut être estimé par le terminal mobile et transmis sur le canal montant à la  
 10 station de base.  $\gamma_d$  n'évoluant que lentement au cours du temps, la quantité d'information à transmettre relative à ce paramètre sera faible.

Avantageusement, on supposera que le coefficient de transfert de puissance ne dépend pas de la fréquence et est identique pour le canal descendant et le canal  
 montant, à savoir  $\|\bar{\mathbf{C}}_d\|^2 = \|\bar{\mathbf{C}}_u\|^2 = 1/\Gamma$ . Cette hypothèse sera en particulier vérifiée si  
 15  $\bar{\mathbf{C}}_d = \bar{\mathbf{C}}_u$ . La valeur de  $\Gamma$  pourra alors être estimée directement par la station de base, par exemple au niveau de la boucle de contrôle de puissance.

On peut, d'autre part, estimer la puissance de l'interférence dans la direction  $\theta_k$ , c'est-à-dire  $I_d \sigma_{dk}^2$  en exprimant qu'elle est due à l'émission dans la direction  $k$  de  
 20 signaux destinés à des terminaux mobiles  $\text{TS}_j$  autres que celui considéré soit  $\text{TS}_{j_0}$ . Du fait du recouvrement des diagrammes de gain d'émission pour les signaux à destination des terminaux mobiles  $\text{TS}_j$  d'une part et du terminal mobile  $\text{TS}_{j_0}$  d'autre part et du défaut d'orthogonalité entre ces signaux, la puissance d'interférence attribuable aux terminaux mobiles  $\text{TS}_j$  dans la direction  $\theta_k$  peut s'écrire :

$$I_d(j_0) \sigma_{dk}^2(j_0) = \beta_d(j_0) \sum_{j \neq j_0} |S_d(j)|^2 |g_{dk}(j)|^2 \quad (24)$$

25 où les indices entre parenthèses ont été rajoutés de manière à distinguer les grandeurs relatives aux différents canaux descendants (c'est-à-dire à destination des différents terminaux mobiles) et où :

$\beta_d(j_0)$  est le coefficient d'orthogonalité du canal descendant, à destination de  $\text{TS}_{j_0}$ ;

30  $S_d(j)$  est la puissance du signal d'émission à destination du terminal  $\text{TS}_j$ ;

$g_{dk}(j)$  est le  $k$ ième coefficient du vecteur de gain  $\bar{\mathbf{G}}_d(j)$  relatif à la transmission vers  $\text{TS}_j$ ;

Si l'on suppose que le coefficient d'orthogonalité du canal descendant,  $\beta_d(j_0)$ , est peu différent de celui du canal montant,  $\beta_u(j_0)$ , les trois grandeurs ci-dessus sont disponibles au niveau de la station de base sans qu'un retour d'information par le terminal mobile soit nécessaire. Comme vu plus haut, le coefficient de transfert de puissance,  $\gamma_d(j_0)$ , est transmis à la station de base sur le canal montant de TS<sub>j0</sub> ou bien directement estimé par cette dernière. Il est donc possible d'obtenir la matrice  $D_d$  pour un faible surcoût en termes de ressources de transport.

La seule grandeur de l'équation (24) susceptible de varier rapidement au cours du temps est la puissance des signaux d'émission  $S_d(j)$ . Dans le cas d'une transmission en mode DS-CDMA, on pourra, par exemple, mettre à jour ces valeurs de puissance à chaque intervalle de transmission (« slot »).

La relation (22) a été obtenue en faisant l'hypothèse  $\bar{C}_d = \bar{C}_u$ . Cette relation n'est en général pas vérifiée, notamment du fait que la fréquence utilisée sur le canal descendant est différente de celle utilisée sur le canal montant. Il en résulte que le vecteur  $\bar{b}_d$  calculé au moyen de la relation (22) ne maximise pas le rapport signal à bruit plus interférence, à la réception par le terminal mobile.

La méthode selon la présente invention propose de calculer le vecteur  $\bar{b}_d$  optimal à partir de l'équation (21) et d'une estimation du canal descendant, c'est à dire du vecteur  $\bar{C}_d$ . Rappelons que les vecteurs  $\bar{C}_u = (c_{u0}, c_{u1}, \dots, c_{uM-1})^T$  et  $\bar{C}_d = (c_{d0}, c_{d1}, \dots, c_{dM-1})^T$  sont constitués par les fonctions de transfert des canaux respectivement montant et descendant, échantillonnées dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ . Le vecteur  $\bar{C}_u$  possède des composantes non nulles dans les directions où le canal montant présente des trajets de propagation. Plus précisément, si un trajet de propagation existe dans la direction  $\theta_k$ ,  $c_{uk} = \alpha_{uk} \exp -j(2\pi f_u L_{uk}/c + \varphi_{uk})$  où  $L_{uk}$  est la longueur du trajet concerné,  $\alpha_{uk}$  le coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet,  $\varphi_{uk}$  est la polarisation du signal incident et  $c_{uk} = 0$  sinon. De même, le vecteur  $\bar{C}_d$  possède des composantes non nulles dans les directions où le canal descendant présente des trajets de propagation. Plus précisément, si un trajet de propagation existe dans la direction  $\theta_k$ ,  $c_{dk} = \alpha_{dk} \exp -j(2\pi f_d L_{dk}/c + \varphi_{dk})$  où  $L_{dk}$  est la longueur du trajet concerné,  $\alpha_{dk}$  le coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet,  $\varphi_{dk}$  est la polarisation du signal incident et  $c_{dk} = 0$  sinon. Dans la suite des développements nous supposerons que les trajets de propagation du canal montant et du canal descendant sont identiques, autrement dit que  $L_{dk} = L_{uk}$ .

Les composantes du vecteur  $\overline{C}_u$ ,  $c_{uk}$ , peuvent, par exemple, être déterminées, de manière connue en soi, au moyen de symboles pilotes transmis par le terminal mobile. Avantageusement, on procèdera à une estimation des coefficients d'atténuation  $\alpha_{uk}$  et des directions d'arrivée des trajets de manière conjointe, ainsi  
 5 que décrit dans la demande de brevet français n° 00 11160 déposée le 29.08.2000 au nom de la demanderesse. Le vecteur  $\overline{C}_u$ , relatif à un canal montant donné, est tout d'abord différentié, autrement dit l'on évalue la variation du vecteur  $\overline{C}_u$  pendant l'intervalle de temps  $\Delta t$  séparant deux estimations consécutives. La variation de ce vecteur peut s'écrire  $\overline{\Delta C}_u = (\Delta c_{u0}, \Delta c_{u1}, \dots, \Delta c_{uM-1})^T$  où

$$10 \quad \Delta c_{uk} \approx -j \cdot (2\pi f_u L_{uk} / c) \cdot c_{uk} \cdot \frac{\partial L_{uk}}{\partial t} \Delta t \quad (25)$$

en supposant que les coefficients d'atténuation,  $\alpha_{uk}$ , des différents trajets varient peu au cours de l'intervalle de temps  $\Delta t$ . Le vecteur  $\overline{\Delta c}_u$  est ensuite multiplié par la matrice  $\mathbf{M} = \text{Diag}(f_d / f_u, 1/c_{uk})$ . Le vecteur ainsi obtenu, noté  $\overline{\Delta d} = (\delta_0, \delta_1, \dots, \delta_{M-1})$  est alors utilisé pour intégrer les composantes du vecteur  $\overline{C}_d$  grâce à la formule de  
 15 récurrence :

$$c_{dk}(t + \Delta t) = c_{dk}(t) (1 + \delta_k(t) \cdot \Delta t) \quad (26)$$

L'initialisation du calcul est effectuée grâce à un vecteur  $\overline{C}_d(0)$  de composantes  $c_{dk}(0)$ . Ces composantes sont estimées par le terminal mobile grâce à des symboles pilotes transmis par la station de base dans les différentes directions  $\theta_k$ .  
 20 Les composantes sont estimées périodiquement par le terminal mobile et transmises, via le canal montant, à la station de base. A chaque nouvelle estimation, le calcul d'intégration est réinitialisé avec les nouvelles composantes transmises.

Le vecteur  $\overline{C}_d$  ayant été estimé par (26), le vecteur de pondération optimal à l'émission est alors obtenu grâce à la relation (21) dans laquelle la matrice de  
 25 puissance bruit  $\mathbf{D}_d$  est estimée au moyen de (23) et (24).

La Fig. 4 illustre un exemple de dispositif selon un mode de réalisation de l'invention. Pour des raisons de simplicité, on a représenté le traitement d'une seule communication avec un terminal mobile. Le dispositif, installé au niveau de la station de base, comprend un réseau d'antennes  $(40_0), (40_1), \dots, (40_{N-1})$  couplés au  
 30 moyen de duplexeurs à un premier module de pondération  $(41_1)$  à la réception, pondérant les signaux reçus par les différentes antennes par un premier vecteur de pondération,  $\overline{b}_r$ , ainsi qu'à un second module de pondération  $(41_2)$  à l'émission, pondérant un signal à émettre par un second vecteur de pondération,  $\overline{b}_e$ . Lorsque le dispositif gère plusieurs communications avec une pluralité de terminaux mobiles,

d'autres modules de pondération identiques aux modules (41<sub>1</sub>), (41<sub>2</sub>) doivent être prévus en parallèle avec ces derniers. Les signaux reçus par les différentes antennes sont démultiplexés en fonction des différents usagers (c'est-à-dire des différents terminaux mobiles). Si système de télécommunication est un système de type DS-  
 5 CDMA, le démultiplexage sera effectué par exemple au moyen d'une batterie de filtres adaptés aux signatures des différents usagers, notée (49). Les  $N$  sorties de filtres adaptés sont dirigées vers un formateur de voies (45), formant  $M$  faisceaux dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ . Les  $M$  signaux sont transmis à un module (44<sub>1</sub>) d'évaluation de la matrice de puissance de bruit  $D_u$  et à un module (43) d'estimation  
 10 de canal (montant)  $\bar{C}_u$ . Avantagusement, le vecteur  $\bar{C}_u$  est estimé grâce à des symboles pilotes transmis par le terminal mobile. Avantagusement, la matrice de puissance de bruit  $D_u$  est estimée pendant des périodes de silence du terminal mobile. La matrice  $D_u$  et le vecteur  $\bar{C}_u$  sont fournis à un module (42<sub>1</sub>) qui calcule le vecteur  $\bar{b}_u$  selon la relation (16) et le transmet au module de pondération (41<sub>1</sub>). Le  
 15 vecteur  $\bar{C}_u$  est ensuite différencié par un filtre différentiateur (46). Le vecteur  $\Delta \bar{C}_u$  résultant est multiplié en (47) par la matrice  $M$  pour donner le vecteur  $\bar{\Delta}_u$ . Ce vecteur sert ensuite à l'intégration du vecteur  $\bar{C}_u$  dans l'intégrateur (48). Cet intégrateur est régulièrement initialisé par les estimations du canal descendant transmises par le terminal mobile, notées  $\bar{C}_u(0)$ . Le vecteur  $\bar{C}_u$  est transmis au  
 20 module de calcul matriciel (42<sub>2</sub>). Ce module reçoit également de (44<sub>2</sub>) la matrice de puissance de bruit  $D_d$ . Cette matrice est évaluée dans (44<sub>2</sub>) au moyen de la relation (23). Pour ce faire, le module (44<sub>2</sub>) reçoit une estimation du coefficient de couplage,  $\gamma_d$  ou  $\Gamma$  selon le cas, des puissances d'interférence  $\sigma_{\theta_k}^2$  dans les directions  $\theta_k$  ainsi que de la puissance totale  $I_d$ . Les valeurs  $\sigma_{\theta_k}^2$  sont avantagusement calculées à partir  
 25 de l'équation (24) en utilisant les valeurs des signaux d'émission,  $S_d(j)$ ,  $j \neq j_0$ , à destination des terminaux mobiles autres que celui considéré ( $j_0$ ) et les vecteurs de gain,  $\bar{G}_d(j)$ ,  $j \neq j_0$ , qui leur sont associés. Le module (42<sub>2</sub>) effectue le calcul du vecteur  $\bar{b}_d$  suivant la relation (21) et le transmet au module de pondération (41<sub>2</sub>).

Bien que le dispositif décrit ci-dessus ait été représenté schématiquement sous  
 30 forme de modules fonctionnels, il va de soi, cependant, que les diverses fonctions exécutées peuvent l'être grâce à un processeur programmé à cet effet ou par une pluralité de processeurs dédiés.

## REVENDEICATIONS

1) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission au moyen d'un réseau d'antennes, un signal à émettre par le réseau étant pondéré par un vecteur ( $\bar{b}_d$ ) de N coefficients complexes, dit vecteur de pondération à l'émission, N étant le nombre d'antennes du réseau, le réseau transmettant à un terminal de télécommunication sur un canal de transmission, dit canal descendant, un signal d'émission ( $S_d$ ) descendant et ledit terminal transmettant audit réseau sur un canal de transmission, dit canal montant, un signal d'émission ( $S_u$ ) montant, ledit canal descendant étant perturbé par un bruit isotrope ( $N'$ ) et/ou un bruit directionnel, dit interférence descendante ( $I_d$ ), caractérisée en ce que ledit vecteur de pondération à l'émission ( $\bar{b}_d$ ) est déterminé au moyen d'un produit matriciel à partir d'une matrice de puissance de bruit ( $D_d$ ) fonction de la puissance dudit bruit isotrope et/ou de la puissance dudit bruit directionnel et d'un vecteur ( $\bar{C}_d$ ), dit vecteur de canal descendant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal descendant selon M directions  $k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ , appartenant à la plage angulaire couverte par le réseau.

2) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 1, caractérisée en ce que ledit vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) est obtenu à partir des variations de la fonction de transfert du canal montant.

20

3) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 2, caractérisée en ce que ledit vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) est obtenu à partir des variations ( $\Delta \bar{C}_u$ ) d'un vecteur ( $\bar{C}_u$ ), dit vecteur de canal montant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal montant selon lesdites M directions.

25

4) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 3, caractérisée en ce que les variations ( $\Delta \bar{C}_d$ ) du vecteur de canal descendant sont obtenues à partir des variations ( $\Delta \bar{C}_u$ ) du canal montant.

30

5) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 3 ou 4, caractérisée en ce que les variations  $\Delta c_{dk}$  des composantes  $c_{dk}$

du vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) sont obtenues au moyen des variations  $\Delta c_{uk}$  des composantes  $c_{uk}$  du vecteur montant par :  $\Delta c_{dk} / c_{dk} = f_d / f_u \cdot \Delta c_{uk} / c_{uk}$  où  $f_u$  est la fréquence utilisée sur ledit canal montant et  $f_d$  est la fréquence utilisée sur ledit canal descendant.

5

6) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 4 ou 5, caractérisée en ce que ledit vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) est obtenu par intégration desdites variations ( $\Delta \bar{C}_d$ ) dudit vecteur de canal descendant et d'une valeur initiale ( $\bar{C}_d(0)$ ) transmise par ledit terminal.

10

7) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications précédentes, caractérisée en ce que la matrice de bruit est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N_0 / I_d}$  où  $\sigma_{dk}^2$  est la puissance de l'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $N_0$  est la puissance du bruit isotrope,  $\gamma_d = 1 / \|\bar{C}_d\|^2$  et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.

15

8) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisée en ce que, le réseau transmettant sur une pluralité de canaux descendants une pluralité de signaux d'émission à une pluralité de terminaux de télécommunication et recevant d'eux une pluralité de signaux d'émission transmis sur une pluralité de canaux montants, chaque canal descendant  $j$  relatif à un terminal  $j$  de ladite pluralité étant associé à un vecteur de pondération à l'émission  $\bar{b}_d(j)$ , la seconde matrice de bruit relative au canal descendant  $j$  est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2(j) + \gamma_d(j) \cdot N_0 / I_d(j)}$  où  $\sigma_{dk}^2(j)$  est la puissance de l'interférence descendante pour le canal descendant  $j$  dans la direction  $k$ ,  $\gamma_d(j)$  est un coefficient caractérisant le transfert de puissance sur le canal descendant  $j$ ,  $N_0$  est la puissance du second bruit isotrope, et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.

20

25

9) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 8, caractérisée en ce que le coefficient  $\gamma_d(j)$  est transmis au réseau par le terminal  $j$  sur le canal montant associé.

10) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 8, caractérisée en ce que le coefficient  $\gamma_d(j)$  est estimé par la station de base à partir d'un coefficient ( $\Gamma$ ) caractérisant le transfert de puissance dans le sens montant.

11) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications 8 à 10, caractérisée en ce que, pour un canal descendant  $j$  donné, la puissance d'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $\sigma_{dk}^2(j)$ , est estimée en fonction de la puissance des signaux transmis ( $S_d(j')$ ) sur les canaux descendants  $j'$  distincts de  $j$ , d'un coefficient  $\beta_d(j)$  caractérisant l'orthogonalité du canal descendant  $j$ , des composantes ( $g_{dk}(j')$ ) des vecteurs de gain ( $\bar{G}_d(j')$ ) relatifs aux dits canaux descendants distincts  $j'$ , les vecteurs de gain étant constitués par un échantillonnage angulaire selon lesdites  $M$  directions des fonctions de gain à l'émission obtenues pour lesdits canaux descendants distincts  $j'$ .

10

12) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 11, caractérisée en ce que, ledit coefficient  $\beta_d(j)$  est estimé à partir d'un coefficient caractérisant l'orthogonalité du canal montant  $j$ .

15

13) Dispositif d'émission pour une station de base d'un système de télécommunication mobile, comprenant un réseau ( $40_0, 40_1, \dots, 40_{N-1}$ ) de  $N$  antennes, des moyens de pondération ( $41_2$ ) pour pondérer le signal à émettre ( $S_d$ ) par ledit réseau au moyen d'un vecteur de pondération à l'émission ( $\bar{b}_d$ ) de  $N$  coefficients complexes, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens ( $42_2, 44_2, 46, 47, 48$ ) adaptés à mettre en oeuvre la méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications précédentes, lesdits moyens adaptés fournissant aux dits moyens de pondération ( $41_2$ ) ledit vecteur de pondération à l'émission ( $\bar{b}_d$ ).

20



La présente invention concerne de manière générale un procédé d'obtention d'une fonction de gain à l'émission. Plus particulièrement, la présente invention a trait à un procédé d'obtention de gain d'antenne en émission pour une station de base d'un système de télécommunication mobile. Elle permet d'obtenir une fonction de gain d'antenne en émission à partir d'une fonction de gain d'antenne en réception.

La formation de voies ou la suppression de signaux interférents est bien connue dans le domaine du traitement d'antenne en bande étroite. L'une comme l'autre mettent en oeuvre un réseau d'antennes, généralement linéaire et uniforme (c'est-à-dire de pas constant) et un module de pondération des signaux. Plus précisément si l'on souhaite former une voie en réception, les signaux reçus par les différentes antennes sont pondérés par un jeu de coefficients complexes avant d'être sommés. Réciproquement, si l'on souhaite former une voie en émission, le signal à émettre est pondéré par un jeu de coefficients complexes et les signaux ainsi obtenus sont émis par les différentes antennes.

La Fig. 1 illustre un dispositif connu d'obtention de gain d'antenne en émission et en réception. Le dispositif comprend un réseau d'antennes  $(10_0), (10_1), \dots, (10_{N-1})$ , un module de pondération en émission (11) ainsi qu'un module de pondération en réception (15). Les signaux reçus par les différentes antennes,  $(x_i), i=0 \dots N-1$  sont pondérés en  $(13_0), (13_1), \dots, (13_{N-1})$  par un jeu de coefficients complexes  $(b_{ui}), i=0, \dots, N-1$  avant d'être sommés en (14) pour donner un signal  $R_u$ . Réciproquement, un signal à émettre  $S_d$  est pondéré en  $(12_0), (12_1), \dots, (12_{N-1})$  par un jeu de coefficients complexes  $(b_{di}), i=0, \dots, N-1$ , avant d'être émis par les différentes antennes.

Si l'on note  $\bar{x} = (x_0, x_1, \dots, x_{N-1})^T$  et  $\bar{b}_u = (b_{u0}, b_{u1}, \dots, b_{uN-1})^T$  respectivement le vecteur des signaux reçus et celui des coefficients de pondération, on peut écrire :

$$R_u = \bar{b}_u^T \bar{x} \quad (1)$$

Le gain complexe (ou la fonction de gain complexe de l'antenne) en réception peut s'écrire :

$$G(\bar{b}_u, \theta) = \bar{b}_u^T \bar{e}_{u\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} b_{ui} \exp(-j\varphi_i) \quad (2)$$

où  $\bar{e}_{u\theta}$  représente le vecteur  $\bar{x}$  correspondant à une onde plane arrivant sous un

angle d'incidence  $\theta$  et

$$\varphi_i = (2\pi d / \lambda) \cdot i \cdot \sin(\theta) = (2\pi f / c) \cdot i \cdot \sin(\theta) \quad (3)$$

est la différence de marche entre antennes consécutives pour un réseau linéaire uniforme de pas  $d$ ,  $\lambda$  et  $f$  étant respectivement la longueur d'onde et la fréquence de l'onde plane considérée ;

et

$$5 \quad \varphi_i = 2\pi R \Delta\theta / \lambda \sin(\theta - \theta_i) = 2\pi R f \Delta\theta / c \sin(\theta - \theta_i) \quad (4)$$

pour un réseau circulaire où  $\theta_i$  est l'angle entre un axe de référence et la normale à l'antenne d'indice  $i$ ,  $R$  le rayon de courbure du réseau,  $\Delta\theta$  est l'écart angulaire entre deux antennes consécutives du réseau.

De même le gain complexe (ou la fonction de gain complexe) en émission peut s'écrire :

$$10 \quad G(\bar{b}_d, \theta) = \bar{b}_d^T \bar{e}_{d\theta} = \sum_{i=0}^{N-1} b_{di} \exp(j\varphi_i) \quad (5)$$

avec les mêmes conventions que celles adoptées ci-dessus et où  $\bar{e}_{d\theta}$  représente le vecteur  $\bar{x}$  correspondant à une onde plane émise dans la direction  $\theta$ .

Nous appellerons  $\bar{b}_r$  et  $\bar{b}_d$  les vecteurs de pondération en réception et en émission respectivement.

15 Lorsque le réseau d'antennes fonctionne réception à une fréquence donnée, différentes méthodes connues, notamment celle du filtrage de Wiener, permettent de déterminer le vecteur de pondération  $\bar{b}_r$  qui maximise le rapport signal sur bruit. Dans un système de télécommunication mobile, le réseau d'antennes d'une station de base  
20 reçoit des signaux transmis par une pluralité de terminaux mobiles. Dans le cadre d'une transmission en mode CDMA (*Code Division Multiple Access*), les signaux transmis par les différents terminaux mobiles sont séparés grâce à l'utilisation de codes orthogonaux à l'émission et de filtres adaptés à ces codes en réception. En pratique cependant, la séparation des différents signaux reçus n'est pas parfaite. Pour  
25 une liaison montante (*uplink*) entre un terminal mobile donné et la station de base qui le sert, le critère à maximiser est alors le rapport signal sur bruit plus interférence, cette dernière étant due aux signaux transmis par les autres terminaux mobiles. De même, la liaison descendante (*downlink*) entre une station de base et un terminal mobile donné est perturbée, outre par le bruit de fond, par l'interférence due aux  
30 signaux transmis par ladite station de base à destination des autres terminaux mobiles. S'il est relativement facile d'optimiser le vecteur de pondération en réception,  $\bar{b}_r$ , en estimant le canal montant et la densité d'interférence au niveau de la station de base, il en va tout autrement pour l'optimisation du vecteur de pondération en émission,  $\bar{b}_d$ . En effet, l'estimation du canal descendant et de la densité d'interférence ne peut être

effectuée directement au niveau de la station de base et une transmission de ces informations par les terminaux mobiles est nécessaire. Cette transmission d'informations consomme cependant des ressources de transport sur la liaison montante, ce qui peut être très pénalisant, notamment en cas de variations rapides de la fonction de transfert du canal, par exemple lorsque le terminal mobile se déplace à vitesse élevée.

Le but de l'invention est de proposer un procédé de détermination du vecteur de pondération en émission,  $\bar{b}_d$ , optimisant le rapport signal à bruit plus interférence sur la liaison descendante et ne nécessitant la transmission que d'une faible quantité d'informations sur les liaisons montantes.

A cette fin, l'invention est définie par un procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission au moyen d'un réseau d'antennes, un signal à émettre par le réseau étant pondéré par un vecteur  $(\bar{b}_d)$  de  $N$  coefficients complexes, dit vecteur de pondération à l'émission,  $N$  étant le nombre d'antennes du réseau, le réseau transmettant à un terminal de télécommunication sur un canal de transmission, dit canal descendant, un signal d'émission  $(S_d)$  descendant et ledit terminal transmettant audit réseau sur un canal de transmission, dit canal montant, un signal d'émission  $(S_u)$  montant, ledit canal descendant étant perturbé par un bruit isotrope  $(N')$  et/ou un bruit directionnel, dit interférence descendante  $(I_d)$ , ledit vecteur de pondération à l'émission  $(\bar{b}_d)$  étant déterminé au moyen d'un produit matriciel à partir d'une matrice de puissance de bruit  $(D_d)$  fonction de la puissance dudit bruit isotrope et/ou de la puissance dudit bruit directionnel et d'un vecteur  $(\bar{C}_d)$ , dit vecteur de canal descendant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal descendant selon  $M$  directions  $k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ , appartenant à la plage angulaire couverte par le réseau.

Avantageusement, ledit vecteur de canal descendant  $(\bar{C}_d)$  est obtenu à partir des variations de la fonction de transfert du canal montant. Ledit vecteur de canal descendant  $(\bar{C}_d)$  est obtenu par exemple à partir des variations  $(\Delta \bar{C}_u)$  d'un vecteur  $(\bar{C}_u)$ , dit vecteur de canal montant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal montant selon lesdites  $M$  directions.

Les variations  $(\Delta \bar{C}_d)$  du vecteur de canal descendant peuvent être obtenues à partir des variations  $(\Delta \bar{C}_u)$  du canal montant.

Les variations  $\Delta c_{dk}$  des composantes  $c_{dk}$  du vecteur de canal descendant ( $\overline{C_d}$ ) sont avantageusement obtenues au moyen des variations  $\Delta c_{uk}$  des composantes  $c_{uk}$  du vecteur montant par :  $\Delta c_{dk} / c_{dk} = f_d / f_u \cdot \Delta c_{uk} / c_{uk}$  où  $f_u$  est la fréquence utilisée sur ledit canal montant et  $f_d$  est la fréquence utilisée sur ledit canal descendant.

- 5 Ledit vecteur de canal descendant ( $\overline{C_d}$ ) est alors obtenu par intégration desdites variations ( $\Delta \overline{C_d}$ ) dudit vecteur de canal descendant et d'une valeur initiale ( $\overline{C_d}(0)$ ) transmise par ledit terminal.

- 10 Selon un premier mode de réalisation, la matrice de bruit est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N'_0 / I_d}$  où  $\sigma_{dk}^2$  est la puissance de l'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $N'_0$  est la puissance du bruit isotrope,  $\gamma_d = 1 / \|\overline{C_d}\|^2$  et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.

- 15 Selon un second mode de réalisation, le réseau transmettant sur une pluralité de canaux descendants une pluralité de signaux d'émission à une pluralité de terminaux de télécommunication et recevant d'eux une pluralité de signaux d'émission transmis sur une pluralité de canaux montants, chaque canal descendant  $j$  relatif à un terminal  $j$  de ladite pluralité étant associé à un vecteur de pondération à l'émission  $\overline{b_d}(j)$ , la seconde matrice de bruit relative au canal descendant  $j$  est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2(j) + \gamma_d(j) \cdot N'_0 / I_d(j)}$  où  $\sigma_{dk}^2(j)$  est la puissance de l'interférence descendante pour le canal descendant  $j$  dans la direction  $k$ ,  $\gamma_d(j)$  est un coefficient caractérisant le transfert de puissance sur le canal descendant  $j$ ,  $N'_0$  est la puissance du second bruit isotrope, et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.

Avantageusement, le coefficient  $\gamma_d(j)$  est transmis au réseau par le terminal  $j$  sur le canal montant associé.

Alternativement, le coefficient  $\gamma_d(j)$  est estimé par la station de base à partir d'un coefficient ( $\Gamma$ ) caractérisant le transfert de puissance dans le sens montant.

- 25 Pour un canal descendant  $j$  donné, la puissance d'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $\sigma_{dk}^2(j)$ , pourra être estimée en fonction de la puissance des signaux transmis ( $S_d(j')$ ) sur les canaux descendants  $j'$  distincts de  $j$ , d'un coefficient  $\beta_d(j)$  caractérisant l'orthogonalité du canal descendant  $j$ , des composantes ( $g_{dk}(j')$ ) des vecteurs de gain ( $\overline{G_d}(j')$ ) relatifs aux dits canaux descendants distincts  $j'$ , les vecteurs de gain étant constitués par un échantillonnage angulaire selon lesdites  $M$  directions des fonctions de gain à l'émission obtenues pour lesdits canaux descendants distincts  $j'$ .
- 30

Enfin, ledit coefficient  $\beta_0(j)$  peut être estimé à partir d'un coefficient caractérisant l'orthogonalité du canal montant  $j$ .

L'invention est également définie par un dispositif adapté à mettre en oeuvre le procédé exposé ci-dessus.

Les caractéristiques de l'invention mentionnées ci-dessus, ainsi que d'autres, apparaîtront plus clairement à la lecture de la description suivante faite en relation avec les figures jointes, parmi lesquelles :

La Fig. 1 représente de manière schématique un dispositif connu d'obtention d'une fonction de gain d'antenne ;

La Fig. 2 représente de manière schématique un canal de transmission montant dans un système de télécommunication mobile ;

La Fig. 3 représente de manière schématique un canal de transmission descendant dans un système de télécommunication mobile ;

La Fig. 4 représente de manière schématique un dispositif d'obtention d'une fonction de gain d'antenne selon un mode de réalisation de l'invention.

Une première idée générale à la base de l'invention est d'échantillonner les fonctions de gain en émission et en réception pour construire des vecteurs de gain en émission et en réception. Comme on le montrera, des vecteurs de pondération optimaux, en terme de rapport signal sur bruit plus interférence, peuvent alors être obtenus à partir des vecteurs de gain en émission et en réception selon des relations matricielles.

Une seconde idée générale à la base de l'invention est d'obtenir un vecteur de pondération en émission, optimal en terme de rapport signal sur bruit plus interférence obtenu, en fonction du vecteur de pondération de gain en réception supposé lui-même optimal.

Une troisième idée générale à la base de l'invention est d'estimer le canal descendant à partir des variations du canal montant.

Nous montrerons dans un premier temps que les vecteurs de pondération peuvent être obtenus à partir d'une série d'échantillons de la fonction de gain correspondante.

Considérons tout d'abord un réseau linéaire et uniforme, formé de  $N$  antennes espacées d'un pas  $d$  et opérant à la fréquence  $f$ . La fonction de gain d'antenne  $G_0(\theta)$ , obtenue en absence de pondération (c'est-à-dire avec  $\bar{b}_0 = (1, 1, \dots, 1)^T$ ) :

$$|G_0(\theta)| = \frac{\sin(N\varphi/2)}{\sin(\varphi/2)} \text{ avec } \varphi = 2\pi fd/c \sin\theta \quad (6)$$

Cette fonction présente des zéros pour les valeurs  $\varphi_k = 2k\pi/N$ ,  $k$  entier non nul telles que  $\varphi_k \in [-\pi, \pi]$ , c'est-à-dire dans les directions pour lesquelles  $\sin\theta_k = k.c/Nfd$ , lorsque cette expression a un sens. L'écart de phase entre deux zéros consécutifs du diagramme de gain est constant et vaut  $\Delta\varphi = 2\pi/N$ . L'écart angulaire entre deux zéros consécutifs du diagramme varie en Arcsin., fonction dont la dérivée est croissante sur  $[-1, 1]$  et est donc minimum pour l'écart angulaire entre le premier et le second zéros. Il est donc borné par  $\Delta\theta_{\min} = c/Nfd$  si  $N$  est suffisamment grand. On supposera que les fréquences utilisées sont inférieures à  $f_0$  où  $f_0$  est la fréquence propre du réseau. On peut en conclure que le spectre de la fonction  $G_0(\theta)$  est à support borné par  $1/\Delta\theta_{\min} = N/2$ .

De manière plus générale, soit  $G(\theta)$  la fonction de gain d'antenne obtenue au moyen d'un vecteur de pondération  $b$ .  $G$  peut s'exprimer comme la transformée de Fourier (TF) (en réception) ou la transformée de Fourier inverse (en émission) de la distribution de pondération complexe de l'antenne à savoir :  $b(x) = \sum_{i=0}^{N-1} b_i \delta(x - x_i)$  avec  $x_i = i.d$  ; on a :  $G_u(\theta) = B(\sin\theta)$  avec  $B(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x) \exp(-j2\pi ux/\lambda) dx$  et de même

$G_d(\theta) = B'(\sin\theta)$  avec  $B'(u) = \int_{-\infty}^{+\infty} b(x) \exp(j2\pi ux/\lambda) dx$ . La fonction  $b(x)$  étant bornée par  $N.d$ , l'écart entre deux zéros de la fonction  $B$  ou  $B'$  est au moins de  $\lambda/N.d$  et donc a fortiori de  $2/N$ . Etant donné la croissance de la dérivée de la fonction Arcsin. l'écart minimum entre deux zéros de la fonction  $G$  est de  $2/N$ . La fonction  $G$  a donc un spectre borné par  $N/2$ .

D'après le théorème d'échantillonnage de Shannon, on en conclut que l'on peut reconstituer la fonction  $G(\theta)$  si on l'échantillonne à une fréquence supérieure à la fréquence de Nyquist soit  $N$ . Autrement dit, pour une plage angulaire  $[-\pi/2, \pi/2]$ , au minimum  $M > \pi N$  échantillons sont nécessaires où  $M$  entier. On peut prendre  $K.N$  échantillons en pratique avec  $K$  entier,  $K \geq 4$ .

Pour un réseau circulaire, on peut montrer que  $1/\Delta\theta_{\min} = N$  et la plage angulaire étant  $[-\pi, \pi]$ ,  $M$  ( $M > \pi N$  et  $M$  entier) échantillons équirépartis angulairement suffisent également à reconstituer la fonction  $G(\theta)$ .

Dans le cas général de l'échantillonnage d'une fonction de gain quelconque  $G(\theta)$ , il est nécessaire de filtrer préalablement  $G(\theta)$  par un filtre anti-aliasing avant de

l'échantillonner. Il suffit alors de prendre  $M$  échantillons du diagramme filtré sur la totalité de la plage angulaire pour reconstituer le diagramme filtré.

Nous noterons  $g_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$  les échantillons d'une fonction de gain, éventuellement filtrée par filtrage anti-aliasing, si nécessaire, c'est-à-dire  $g_k = G'(\theta_k)$  où les  $\theta_k$  sont  $M$  angles équirépartis sur  $[-\pi/2, \pi/2]$  ou  $[-\pi, \pi]$  et où l'on a supposé que  $G'$  était la version filtrée du diagramme complexe de consigne.

On peut désormais définir une application linéaire,  $h'_s$  de  $\mathbb{C}^N$  dans  $\mathbb{C}^M$  qui fait correspondre à tout vecteur de pondération  $\bar{b}$ , le vecteur  $h'_s(\bar{b}) = \bar{G} = (g_0, g_1, \dots, g_{M-1})^T$  où  $g_k = G(b, \theta_k)$ . L'image de  $\mathbb{C}^N$  par  $h'_s$  est un sous-espace vectoriel de  $\mathbb{C}^M$  de dimension au plus égal à  $N$  que nous noterons  $\text{Im}_s$ . Si l'on choisit une base de  $\mathbb{C}^N$ , par exemple la base canonique et une base de  $\mathbb{C}^M$  on peut exprimer l'application linéaire  $h'_s$  par une matrice  $\mathbf{H}_s$  de taille  $M \times N$  qui est au plus de rang  $N$ .

Soit  $\bar{G}$  un vecteur de gain quelconque correspondant à une fonction de gain échantillonnée. Recherchons le vecteur  $\bar{b}$  tel que  $h'_s(\bar{b})$  soit le plus proche possible de  $\bar{G}$  au sens d'une certaine métrique. Nous prendrons comme norme, la norme euclidienne sur  $\mathbb{C}^M$ , à savoir  $\|\bar{G}\|^2 = \sum_{k=0}^{M-1} |g_k|^2$ . S'il existe, le vecteur  $\bar{b}$  cherché, est alors tel que  $h'_s(\bar{b}) = \bar{G}_p$  où  $\bar{G}_p$  est la projection orthogonale du vecteur  $\bar{G}$  sur  $\text{Im}_s$ . Si la matrice  $\mathbf{H}_s$  est de rang  $N$ , le vecteur  $\bar{b}$  cherché existe et peut s'écrire :

$$\bar{b} = \mathbf{H}_s^+ \bar{G} \quad (7)$$

où  $\mathbf{H}_s^+ = (\mathbf{H}_s^T \mathbf{H}_s)^{-1} \mathbf{H}_s^T$  est la matrice pseudo-inverse de la matrice  $\mathbf{H}_s$  avec  $\mathbf{H}_s^T$  transposée conjuguée de la matrice  $\mathbf{H}_s$ .

Afin d'exprimer la matrice  $\mathbf{H}_s$ , il faut convenir d'une base de l'espace de départ et d'une base de l'espace d'arrivée. Nous pouvons choisir comme base de  $\mathbb{C}^M$  la base canonique et comme une base de  $\mathbb{C}^N$  une base adaptée à la description des ondes planes de fréquence  $f$ . Considérons les vecteurs distincts  $\bar{e}_k$ ,  $k=0, \dots, N-1$ , tels que  $\bar{e}_k = (e_{k,0}, e_{k,1}, \dots, e_{k,N-1})^T$  avec  $e_{k,i} = \exp(j \frac{2\pi f d}{c} i \sin \theta_k) = \exp(j \pi \eta i \sin \theta_k)$  avec  $\eta = f/f_0$  et où les  $\theta_k$  appartiennent à l'intervalle  $[-\pi/2, \pi/2]$ . Les vecteurs  $\bar{e}_k$  sont les vecteurs de pondération du réseau permettant de former des faisceaux dans les directions  $\theta_k$ . Les vecteurs  $\bar{e}_k$  forment une base si le déterminant des coordonnées des  $\bar{e}_k$  dans la base canonique de  $\mathbb{C}^N$  est non nul. Ce déterminant est un déterminant de Vandermonde qui vaut  $\prod_{p \neq q} (\exp(j \varphi_p) - \exp(j \varphi_q))$  avec  $\varphi_k = \pi \eta \sin \theta_k$ . Ce déterminant s'annule si et seulement s'il existe deux angles  $\theta_p$  et  $\theta_q$  tels que  $\sin \theta_p - \sin \theta_q = 2/\eta$ . Autrement dit,

pour  $\eta < 1$  les  $N$  vecteurs  $\bar{e}_k$  forment toujours une base et pour  $\eta = 1$  seul le cas  $\theta_p = -\theta_q = \pi/2$  est exclu. Les directions peuvent, par exemple, être choisies équiréparties c'est-à-dire telles que  $\theta_k = k\pi/N$  avec  $k = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$ . Dans ce cas, la matrice

$\mathbf{H}_f$  a pour composantes :

$$H_{pq} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp(j\pi\eta.i \sin(p\pi/N)) \exp(-j\pi\eta.i \sin(q\pi/M))$$

ou encore :

$$H_{pq} = \sum_{i=0}^{N-1} \exp(j\pi\eta.i [\sin(p\pi/N) - \sin(q\pi/M)]) = \exp(j(N-1)\Psi_{pq}/2) \cdot \frac{\sin(N\Psi_{pq}/2)}{\sin(\Psi_{pq}/2)} \quad (8)$$

avec  $\Psi_{pq} = \pi\eta(\sin(p\pi/N) - \sin(q\pi/M))$

Alternativement, on pourra choisir comme base de départ une autre base adaptée à la fréquence  $f$ , celle constituée par les vecteurs  $\bar{e}_k$ , tels que  $e'_{k,i} = \exp(j\pi.\eta.i \sin\theta_k)$  avec  $\sin\theta_k = 2k/\eta N$  et  $k = -(N-1)/2, \dots, 0, \dots, (N-1)/2$ . Ces vecteurs existent si  $|\sin\theta_k| \leq 1, \forall k$ , c'est-à-dire pour  $\eta > 1/N$  et dans ce cas les vecteurs  $\bar{e}_k$  forment une base qui présente l'avantage d'être orthogonale.

Alternativement, on pourra choisir comme base de départ la base canonique de  $\mathbf{C}^N$  qui présente l'avantage de ne pas dépendre de la fréquence. Dans ce cas, la matrice  $\mathbf{H}'_f$  exprimée dans cette base s'écrit :

$$\mathbf{H}'_f = \mathbf{H}_f \cdot \mathbf{T}^{-1} \quad (9)$$

où  $\mathbf{T}$  est la matrice des coordonnées de  $\bar{e}_k$  dans la base canonique c'est-à-dire  $T_{pp} = \exp(j\pi p \sin(p\pi/N))$ . On a vu plus haut que cette matrice possédait un déterminant de Vandermonde non nul et était par conséquent inversible.

Supposons maintenant que l'on cherche à approximer une fonction de gain obtenue à une première fréquence  $f_1$ ,  $f_1 \neq f_0$  et notons  $\bar{G}_1 = h^{\Lambda}(\bar{b}_1)$  le vecteur des échantillons associé à cette fonction de gain. Soit une seconde fréquence de travail  $f_2$ ,  $f_2 \neq f_0$ .  $\bar{G}_1$  appartenant à  $\mathbf{C}^M$ , si la matrice  $\mathbf{H}_2$  est de rang  $N$ , on peut trouver un vecteur  $\bar{b}_2$  tel que  $h^{\Lambda}(\bar{b}_2)$  soit la projection de  $h^{\Lambda}(\bar{b}_1)$  sur  $\text{Im} f_2$ . Le vecteur  $\bar{b}_2$  est obtenu par la relation matricielle:

$$\bar{b}_2 = \mathbf{H}_2^+ \cdot \mathbf{H}_1 \bar{b}_1 \quad (10)$$

Cette relation permet, en particulier, d'obtenir à une seconde fréquence de travail, un diagramme de gain échantillonné qui soit le plus proche possible de celui, dit de consigne, obtenu à une première fréquence de travail.

La relation (10) s'applique avantageusement au réseau d'antennes d'une station de base d'un système de télécommunication mobile opérant en mode FDD (Frequency Division Duplex). Dans un tel système, une fréquence  $f_d$  est utilisée sur les liaisons



descendantes et une fréquence  $f_u$  distincte de  $f_d$  est utilisée sur les liaisons montantes. La relation (10) permet alors d'obtenir directement le vecteur de pondération à l'émission  $\bar{b}_d$  à partir du vecteur de pondération à la réception  $\bar{b}_r$

$$\bar{b}_d = \mathbf{H}_d^* \mathbf{H}_u \bar{b}_r \quad (11)$$

où l'on a noté :  $\mathbf{H}_d = \mathbf{H}_{dd}$  et  $\mathbf{H}_u = \mathbf{H}_{ru}$ .

La relation (11) permet, on l'a vu, d'obtenir à la fréquence d'émission  $f_u$ , un diagramme de gain échantillonné le plus proche possible d'un diagramme de consigne obtenu à la fréquence de réception  $f_d$ . Cependant, le profil d'interférence, c'est-à-dire la distribution angulaire de la puissance de l'interférence n'est pas nécessairement le même sur le canal descendant que sur le canal montant. En effet, les directions des sources interférentes ne sont pas nécessairement identiques en émission et en réception. Par voie de conséquence, si le diagramme de gain en réception est optimal pour un profil d'interférence en réception, il ne le sera pas nécessairement pour un profil d'interférence en émission. Comme nous le montrerons plus loin, si les profils d'interférence en émission et en réception diffèrent, la relation (11) doit être modifiée pour tenir compte de cette différence.

On a représenté, en Fig. 2, l'ensemble constitué du canal montant (20), du réseau d'antennes (22) et du module de pondération à la réception (23). L'effet du bruit a été symbolisé par l'addition en (21) d'un bruit directionnel  $I_u$  dû aux signaux interférents et en (24) d'un bruit de fond blanc centré gaussien et isotrope  $N$ .

Tout comme la fonction de gain peut être représentée par un vecteur de gain, le canal peut être modélisé par un vecteur de dimension  $M$ , défini comme l'échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$  et noté  $\bar{C}_u = (c_{u0}, c_{u1}, \dots, c_{uM-1})^T$ . Ce vecteur possède  $P$  parmi  $M$  coefficients non nuls où  $P$  est le nombre de trajets de propagation du canal. Pour ces  $P$  coefficients  $c_{uk}$ , on a  $c_{uk} = \alpha_{uk} \exp[-j(2\pi f_u L_{uk}/c + \varphi_{uk})]$  où  $L_{uk}$  est la longueur du trajet concerné,  $\alpha_{uk}$  le coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet et  $\varphi_{uk}$  est la polarisation du signal incident.

Le signal  $R_u$  reçu par la station de base peut s'écrire :

$$R_u = \bar{G}_u^T (S_u \bar{C}_u + I_u) + N \quad (12)$$

où  $\bar{G}_u$  est le vecteur de gain en réception et  $S_u$  est le signal transmis par le terminal mobile.

Le rapport signal à bruit plus interférence vaut :

$$(C/I+N)_u = \frac{E(\overline{G}_u^T S_u \overline{C}_u)^2}{E(\overline{G}_u^T \overline{J}_u)^2 + E(N)^2} = \frac{P_u |\overline{G}_u^T \overline{C}_u|^2}{N_0 + I_u \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{uk}^2 |g_{uk}|^2} \quad (13)$$

où  $P_u$  est la puissance du signal  $S_u$ ,  $N_0$  est la puissance du bruit de fond et où l'on a  $\overline{I}_u = \sqrt{I_u} \overline{J}_u^0$  où  $\overline{J}_u^0$  est le vecteur normalisé dont les composantes sont assimilées à des variables aléatoires gaussiennes centrées normalisées  $N(0, \sigma_{uk}^2)$  c'est-à-dire telles que  $\sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{uk}^2 = 1$  et où  $I_u = E(\|\overline{J}_u\|^2)$  est la puissance totale de bruit directionnel (c'est-à-dire de l'interférence sur le canal montant). On a supposé dans (13) que le bruit isotrope était indépendant du bruit directionnel.

L'expression (13) peut encore s'écrire :

$$(C/I+N)_u = \frac{P_u}{I_u} \frac{|\overline{\Lambda}_u^T \overline{\Omega}_u|^2}{\|\overline{\Lambda}_u\|^2} \quad (14)$$

où  $\overline{\Omega}_u = \mathbf{D}_u^{-1} \overline{C}_u$ ,  $\overline{\Lambda}_u = \mathbf{D}_u \overline{G}_u$  et  $\mathbf{D}_u = \text{Diag}(\sqrt{\sigma_{uk}^2 + \gamma_u N_0 / I_u})$  avec  $\gamma_u = 1 / \|\overline{G}_u\|^2$ .

L'expression (14) est maximale pour  $\overline{\Lambda}_u = \overline{\Omega}_u^*$  et donc pour

$$\overline{G}_u = \mathbf{D}_u^{-1} \overline{\Omega}_u = \mathbf{D}_u^{-2} \overline{C}_u \quad (15)$$

Le vecteur de pondération à la réception,  $\overline{b}_u$ , optimal au sens de la maximisation du rapport signal sur bruit plus interférence sur le canal peut alors s'exprimer :

$$\overline{b}_u = \mathbf{H}_u^H \mathbf{D}_u^{-1} \overline{\Omega}_u = \mathbf{H}_u^H \mathbf{D}_u^{-2} \overline{C}_u \quad (16)$$

On a représenté, en Fig. 3, l'ensemble constitué du canal descendant (30), du réseau d'antennes (32) et du module de pondération à l'émission (33). L'effet du bruit a été symbolisé par l'addition en (31) d'un bruit directionnel  $\overline{I}_d$  dû aux signaux interférents et en (34) d'un bruit de fond blanc gaussien centré et isotrope  $N'$ .

Tout comme le canal montant, le canal descendant peut être modélisé par un vecteur de dimension  $M$ , défini comme l'échantillonnage angulaire de la fonction de transfert de ce canal dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$  et noté  $\overline{C}_d = (c_{d0}, c_{d1}, \dots, c_{dM-1})^T$ . Ce vecteur possède  $P'$  parmi  $M$  coefficients non nuls où  $P'$  est le nombre de trajets de propagation du canal. Pour ces  $P'$  coefficients  $c_{dk}$ , on a  $c_{dk} = \alpha_{dk} \exp[-j(2\pi f_d L_{dk}/c + \varphi_{dk})]$  où  $L_{dk}$  est la longueur du trajet concerné,  $\alpha_{dk}$  le coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet et  $\varphi_{dk}$  est la polarisation du signal incident.

Le signal  $R_d$  reçu par le terminal mobile peut s'écrire :

$$R_d = \bar{C}_d^T (S_d \bar{G}_d + \bar{I}_d) + N \quad (17)$$

où  $\bar{G}_d$  est le vecteur de gain en émission et  $S_d$  est le signal transmis par la station de base.

Le rapport signal à bruit plus interférence vaut :

$$5 \quad (C/I+N)_d = \frac{E(\bar{C}_d^T S_d \bar{G}_d)^2}{E(\bar{C}_d^T \bar{I}_d)^2 + E(N^2)} = \frac{P_d |\bar{C}_d^T \bar{G}_d|^2}{N_0 + I_d \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{dk}^2 |c_{dk}|^2} \quad (18)$$

où  $P_d$  est la puissance du signal  $S_d$ ,  $N_0$  est la puissance du bruit de fond et où l'on a  $\bar{I}_d = \sqrt{I_d} \bar{I}_d^0$  où  $\bar{I}_d^0$  est le vecteur normalisé dont les composantes sont assimilées à des variables aléatoires gaussiennes centrées normalisées  $N(0, \sigma_{dk}^2)$  c'est-à-dire telles que  $10 \quad \sum_{k=0}^{M-1} \sigma_{dk}^2 = 1$  et où  $I_d = E(\|\bar{I}_d\|^2)$  est la puissance totale de bruit directionnel (c'est-à-dire de l'interférence sur le canal descendant). On a supposé dans (18) que le bruit isotrope était indépendant du bruit directionnel.

L'expression (18) peut encore s'écrire

$$15 \quad (C/I+N)_d = \frac{P_d}{I_d} \frac{|\bar{\Lambda}_d \bar{\Omega}_d|^2}{\|\bar{\Lambda}_d\|^2} \quad (19)$$

où  $\bar{\Omega}_d = \mathbf{D}_d^T \bar{G}_d$ ,  $\bar{\Lambda}_d = \mathbf{D}_d \bar{C}_d$  et  $\mathbf{D}_d = \text{Diag}(\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N_0 / I_d})$  avec  $\gamma_d = 1 / \|\bar{C}_d\|^2$ .

L'expression (19) est maximale pour  $\bar{\Omega}_d = \bar{\Lambda}_d$  et donc pour

$$\bar{G}_d = \mathbf{D}_d \bar{\Lambda}_d = \mathbf{D}_d^2 \bar{C}_d \quad (20)$$

Le vecteur de pondération à l'émission,  $\bar{b}_d$ , optimal au sens de la maximisation du rapport signal sur bruit plus interférence sur le canal descendant peut alors s'exprimer :

$$20 \quad \bar{b}_d = \mathbf{H}_d^T \mathbf{D}_d \bar{\Lambda}_d = \mathbf{H}_d^T \mathbf{D}_d^2 \bar{C}_d \quad (21)$$

Si l'on suppose que la fonction de transfert du canal descendant est identique à celle du canal montant, c'est à dire si  $\bar{C}_d = \bar{C}_u$ , on peut déduire de (16) et (21) la

25 relation entre les vecteurs de pondération optimaux  $\bar{b}_d$  et  $\bar{b}_u$  :

$$\bar{b}_d = \mathbf{H}_d^T \mathbf{D}_d^2 \mathbf{D}_u \mathbf{H}_u \bar{b}_u \quad (22)$$

On remarque que la relation (11) est un cas particulier de la relation (22) lorsque  $D_d = D_u^{-1}$ . Ce sera en particulier si le bruit sur le canal montant et le bruit sur le canal descendant sont constitués du seul bruit isotrope.

La matrice  $D_u$  peut être estimée au niveau de la station de base à partir d'une  
 5 mesure de la puissance de bruit et de l'interférence dans les directions  $\theta_k$ , par exemple pendant une période de silence du terminal mobile. En revanche la matrice  $D_d$  ne peut être estimée aussi simplement.

Rappelons que  $D_d = \text{Diag}(\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N_0 / I_d})$  avec  $\gamma_d = 1 / \|\bar{C}_d\|^2$  (23)

$\gamma_d$  peut être estimé par le terminal mobile et transmis sur le canal montant à la  
 10 station de base.  $\gamma_d$  n'évoluant que lentement au cours du temps, la quantité d'information à transmettre relative à ce paramètre sera faible.

Avantageusement, on supposera que le coefficient de transfert de puissance ne dépend pas de la fréquence et est identique pour le canal descendant et le canal  
 montant, à savoir  $\|\bar{C}_d\|^2 = \|\bar{C}_u\|^2 = 1/\Gamma$ . Cette hypothèse sera en particulier vérifiée si  
 15  $\bar{C}_d = \bar{C}_u$ . La valeur de  $\Gamma$  pourra alors être estimée directement par la station de base, par exemple au niveau de la boucle de contrôle de puissance.

On peut, d'autre part, estimer la puissance de l'interférence dans la direction  $\theta_k$ , c'est-à-dire  $I_d \cdot \sigma_{dk}^2$  en exprimant qu'elle est due à l'émission dans la direction  $k$  de  
 20 signaux destinés à des terminaux mobiles  $TS_j$  autres que celui considéré soit  $TS_{j_0}$ . Du fait du recouvrement des diagrammes de gain d'émission pour les signaux à destination des terminaux mobiles  $TS_j$  d'une part et du terminal mobile  $TS_{j_0}$  d'autre part et du défaut d'orthogonalité entre ces signaux, la puissance d'interférence attribuable aux terminaux mobiles  $TS_j$  dans la direction  $\theta_k$  peut s'écrire :

$$I_d(j_0) \cdot \sigma_{dk}^2(j_0) = \beta_d(j_0) \cdot \sum_{j \neq j_0} S_d(j) |g_{dk}(j)|^2 \quad (24)$$

25 où les indices entre parenthèses ont été rajoutés de manière à distinguer les grandeurs relatives aux différents canaux descendants (c'est-à-dire à destination des différents terminaux mobiles) et où :

$\beta_d(j_0)$  est le coefficient d'orthogonalité du canal descendant, à destination de  
 $TS_{j_0}$ ;  
 30  $S_d(j)$  est la puissance du signal d'émission à destination du terminal  $TS_j$ ;  
 $g_{dk}(j)$  est le  $k$ ième coefficient du vecteur de gain  $\bar{G}_d(j)$  relatif à la transmission vers  $TS_j$ ;

Si l'on suppose que le coefficient d'orthogonalité du canal descendant,  $\beta_d(j_0)$ , est peu différent de celui du canal montant,  $\beta_u(j_0)$ , les trois grandeurs ci-dessus sont disponibles au niveau de la station de base sans qu'un retour d'information par le terminal mobile soit nécessaire. Comme vu plus haut, le coefficient de transfert de puissance,  $\gamma_d(j_0)$ , est transmis à la station de base sur le canal montant de TS<sub>j0</sub> ou bien  
 5 directement estimé par cette dernière. Il est donc possible d'obtenir la matrice  $D_d$  pour un faible surcoût en termes de ressources de transport.

La seule grandeur de l'équation (24) susceptible de varier rapidement au cours du temps est la puissance des signaux d'émission  $S_d(j)$ . Dans le cas d'une transmission  
 10 en mode DS-CDMA, on pourra, par exemple, mettre à jour ces valeurs de puissance à chaque intervalle de transmission (« slot »).

La relation (22) a été obtenue en faisant l'hypothèse  $\bar{C}_d = \bar{C}_u$ . Cette relation n'est en général pas vérifiée, notamment du fait que la fréquence utilisée sur le canal descendant est différente de celle utilisée sur le canal montant. Il en résulte que le  
 15 vecteur  $\bar{b}_u$  calculé au moyen de la relation (22) ne maximise pas le rapport signal à bruit plus interférence, à la réception par le terminal mobile.

Le procédé selon la présente invention propose de calculer le vecteur  $\bar{b}_u$  optimal à partir de l'équation (21) et d'une estimation du canal descendant, c'est à dire du vecteur  $\bar{C}_d$ . Rappelons que les vecteurs  $\bar{C}_u = (c_{u0}, c_{u1}, \dots, c_{uM-1})^T$  et  $\bar{C}_d = (c_{d0}, c_{d1}, \dots, c_{dM-1})^T$  sont  
 20 constitués par les fonctions de transfert des canaux respectivement montant et descendant, échantillonnées dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ . Le vecteur  $\bar{C}_u$  possède des composantes non nulles dans les directions où le canal montant présente des trajets de propagation. Plus précisément, si un trajet de propagation existe dans la direction  $\theta_k$ ,  $c_{uk} = \alpha_{uk} \exp[-j(2\pi f_u L_{uk}/c + \varphi_{uk})]$  où  $L_{uk}$  est la longueur du trajet concerné,  
 25  $\alpha_{uk}$  le coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet,  $\varphi_{uk}$  est la polarisation du signal incident et  $c_{uk} = 0$  sinon. De même, le vecteur  $\bar{C}_d$  possède des composantes non nulles dans les directions où le canal descendant présente des trajets de propagation. Plus précisément, si un trajet de propagation existe dans la direction  $\theta_k$ ,  $c_{dk} = \alpha_{dk} \exp[-j(2\pi f_d L_{dk}/c + \varphi_{dk})]$  où  $L_{dk}$  est la longueur du trajet concerné,  $\alpha_{dk}$  le  
 30 coefficient d'atténuation du signal se propageant suivant ledit trajet,  $\varphi_{dk}$  est la polarisation du signal incident et  $c_{dk} = 0$  sinon. Dans la suite des développements nous supposerons que les trajets de propagation du canal montant et du canal descendant sont identiques, autrement dit que  $L_{dk} = L_{uk}$ .

Les composantes du vecteur  $\overline{C}_u$ ,  $c_{uk}$ , peuvent, par exemple, être déterminées, de manière connue en soi, au moyen de symboles pilotes transmis par le terminal mobile. Avantageusement, on procèdera à une estimation des coefficients d'atténuation  $\alpha_{uk}$  et des directions d'arrivée des trajets de manière conjointe, ainsi que décrit dans la demande de brevet français n° 00 11160 déposée le 29.08.2000 au nom de la demanderesse. Le vecteur  $\overline{C}_u$ , relatif à un canal montant donné, est tout d'abord différentié, autrement dit l'on évalue la variation du vecteur  $\overline{C}_u$  pendant l'intervalle de temps  $\Delta t$  séparant deux estimations consécutives. La variation de ce vecteur peut s'écrire  $\Delta \overline{C}_u = (\Delta c_{u0}, \Delta c_{u1}, \dots, \Delta c_{uM-1})^T$  où

$$\Delta c_{uk} \approx -j \cdot (2\pi f_u L_{uk} / c) \cdot c_{uk} \cdot \frac{\partial L_{uk}}{\partial t} \Delta t \quad (25)$$

en supposant que les coefficients d'atténuation,  $\alpha_{uk}$ , des différents trajets varient peu au cours de l'intervalle de temps  $\Delta t$ . Le vecteur  $\Delta \overline{C}_u$  est ensuite multiplié par la matrice  $\mathbf{M} = \text{Diag}(f_d / f_u, 1/c_{uk})$ . Le vecteur ainsi obtenu, noté  $\Delta \overline{d} = (\delta_0, \delta_1, \dots, \delta_{M-1})$  est alors utilisé pour intégrer les composantes du vecteur  $\overline{C}_d$  grâce à la formule de récurrence :

$$c_{dk}(t + \Delta t) = c_{dk}(t) (1 + \delta_k(t) \cdot \Delta t) \quad (26)$$

L'initialisation du calcul est effectuée grâce à un vecteur  $\overline{C}_d(0)$  de composantes  $c_{dk}(0)$ . Ces composantes sont estimées par le terminal mobile grâce à des symboles pilotes transmis par la station de base dans les différentes directions  $\theta_k$ . Les composantes sont estimées périodiquement par le terminal mobile et transmises, via le canal montant, à la station de base. A chaque nouvelle estimation, le calcul d'intégration est réinitialisé avec les nouvelles composantes transmises.

Le vecteur  $\overline{C}_d$  ayant été estimé par (26), le vecteur de pondération optimal à l'émission est alors obtenu grâce à la relation (21) dans laquelle la matrice de puissance bruit  $\mathbf{D}_d$  est estimée au moyen de (23) et (24).

La Fig. 4 illustre un exemple de dispositif selon un mode de réalisation de l'invention. Pour des raisons de simplicité, on a représenté le traitement d'une seule communication avec un terminal mobile. Le dispositif, installé au niveau de la station de base, comprend un réseau d'antennes  $(40_0), (40_1), \dots, (40_{N-1})$  couplés au moyen de duplexeurs à un premier module de pondération  $(41_1)$  à la réception, pondérant les signaux reçus par les différentes antennes par un premier vecteur de pondération,  $\overline{b}_r$ , ainsi qu'à un second module de pondération  $(41_2)$  à l'émission, pondérant un signal à émettre par un second vecteur de pondération,  $\overline{b}_e$ . Lorsque le dispositif gère plusieurs communications avec une pluralité de terminaux mobiles, d'autres modules de pondération identiques aux modules  $(41_1), (41_2)$  doivent être prévus en parallèle

avec ces derniers. Les signaux reçus par les différentes antennes sont démultiplexés en fonction des différents usagers (c'est-à-dire des différents terminaux mobiles). Si système de télécommunication est un système de type DS-CDMA, le démultiplexage sera effectué par exemple au moyen d'une batterie de filtres adaptés aux signatures des différents usagers, notée (49). Les  $N$  sorties de filtres adaptés sont dirigées vers un formateur de voies (45), formant  $M$  faisceaux dans les directions  $\theta_k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ . Les  $M$  signaux sont transmis à un module (44<sub>1</sub>) d'évaluation de la matrice de puissance de bruit  $D_u$  et à un module (43) d'estimation de canal (montant)  $\bar{C}_u$ . Avantageusement, le vecteur  $\bar{C}_u$  est estimé grâce à des symboles pilotes transmis par le terminal mobile.

10 Avantageusement, la matrice de puissance de bruit  $D_u$  est estimée pendant des périodes de silence du terminal mobile. La matrice  $D_u$  et le vecteur  $\bar{C}_u$  sont fournis à un module (42<sub>1</sub>) qui calcule le vecteur  $\bar{b}_u$  selon la relation (16) et le transmet au module de pondération (41<sub>1</sub>). Le vecteur  $\bar{C}_u$  est ensuite différentié par un filtre différentiateur (46). Le vecteur  $\Delta \bar{C}_u$  résultant est multiplié en (47) par la matrice  $M$  pour donner le vecteur  $\Delta \bar{a}$ . Ce vecteur sert ensuite à l'intégration du vecteur  $\bar{C}_d$  dans l'intégrateur (48). Cet intégrateur est régulièrement initialisé par les estimations du canal descendant transmises par le terminal mobile, notées  $\bar{C}_d(0)$ . Le vecteur  $\bar{C}_d$  est transmis au module de calcul matriciel (42<sub>2</sub>). Ce module reçoit également de (44<sub>2</sub>) la matrice de puissance de bruit  $D_d$ . Cette matrice est évaluée dans (44<sub>2</sub>) au moyen de la relation (23). Pour ce faire, le module (44<sub>2</sub>) reçoit une estimation du coefficient de couplage,  $\gamma_d$  ou l'selon le cas, des puissances d'interférence  $\sigma_k^2$  dans les directions  $\theta_k$  ainsi que de la puissance totale  $I_d$ . Les valeurs  $\sigma_k^2$  sont avantageusement calculées à partir de l'équation (24) en utilisant les valeurs des signaux d'émission,  $S_d(j)$ ,  $j \neq j_0$ , à destination des terminaux mobiles autres que celui considéré ( $j_0$ ) et les vecteurs de gain,  $\bar{G}_d(j)$ ,  $j \neq j_0$ , qui leur sont associés. Le module (42<sub>2</sub>) effectue le calcul du vecteur  $\bar{b}_d$  suivant la relation (21) et le transmet au module de pondération (41<sub>2</sub>).

Bien que le dispositif décrit ci-dessus ait été représenté schématiquement sous forme de modules fonctionnels, il va de soi, cependant, que les diverses fonctions exécutées peuvent l'être grâce à un processeur programmé à cet effet ou par une pluralité de processeurs dédiés.

## REVENDICATIONS

- 1) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission au moyen d'un réseau d'antennes, un signal à émettre par le réseau étant pondéré par un vecteur ( $\bar{b}_d$ ) de N coefficients complexes, dit vecteur de pondération à l'émission, N étant le nombre d'antennes du réseau, le réseau transmettant à un terminal de télécommunication sur un canal de transmission, dit canal descendant, un signal d'émission ( $S_d$ ) descendant et ledit terminal transmettant audit réseau sur un canal de transmission, dit canal montant, un signal d'émission ( $S_u$ ) montant, ledit canal descendant étant perturbé par un bruit isotrope ( $N'$ ) et/ou un bruit directionnel, dit interférence descendante ( $I_d$ ), caractérisé en ce que ledit vecteur de pondération à l'émission ( $\bar{b}_d$ ) est déterminé au moyen d'un produit matriciel à partir d'une matrice de puissance de bruit ( $D_d$ ) fonction de la puissance dudit bruit isotrope et/ou de la puissance dudit bruit directionnel et d'un vecteur ( $\bar{C}_d$ ), dit vecteur de canal descendant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal descendant selon M directions  $k$ ,  $k=0, \dots, M-1$ , appartenant à la plage angulaire couverte par le réseau.
- 2) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 1, caractérisé en ce que ledit vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) est obtenu à partir des variations de la fonction de transfert du canal montant.
- 3) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 2, caractérisé en ce que ledit vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) est obtenu à partir des variations ( $\Delta \bar{C}_u$ ) d'un vecteur ( $\bar{C}_u$ ), dit vecteur de canal montant, représentant un échantillonnage angulaire de la fonction de transfert du canal montant selon lesdites M directions.
- 4) Méthode d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 3, caractérisée en ce que les variations ( $\Delta \bar{C}_d$ ) du vecteur de canal descendant sont obtenues à partir des variations ( $\Delta \bar{C}_u$ ) du canal montant.
- 5) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 3 ou 4, caractérisé en ce que les variations  $\Delta c_{dk}$  des composantes  $c_{dk}$  du vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) sont obtenues au moyen des variations  $\Delta c_{uk}$  des composantes



$c_{uk}$  du vecteur montant par :  $\Delta c_{dk}/c_{dk} = f_d/f_u \cdot \Delta c_{uk}/c_{uk}$  où  $f_u$  est la fréquence utilisée sur ledit canal montant et  $f_d$  est la fréquence utilisée sur ledit canal descendant.

5 6) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 4 ou 5, caractérisé en ce que ledit vecteur de canal descendant ( $\bar{C}_d$ ) est obtenu par intégration desdites variations ( $\Delta \bar{C}_d$ ) dudit vecteur de canal descendant et d'une valeur initiale ( $\bar{C}_d(0)$ ) transmise par ledit terminal.

10 7) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications précédentes, caractérisé en ce que la matrice de bruit est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2 + \gamma_d N_0 / I_d}$  où  $\sigma_{dk}^2$  est la puissance de l'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $N_0$  est la puissance du bruit isotrope,  $\gamma_d = 1/\|\bar{C}_d\|^2$  et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.

15 8) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications 1 à 6, caractérisé en ce que, le réseau transmettant sur une pluralité de canaux descendants une pluralité de signaux d'émission à une pluralité de terminaux de télécommunication et recevant d'eux une pluralité de signaux d'émission transmis sur une pluralité de canaux montants, chaque canal descendant  $j$  relatif à un terminal  
20  $j$  de ladite pluralité étant associé à un vecteur de pondération à l'émission  $\bar{b}_d(j)$ , la seconde matrice de bruit relative au canal descendant  $j$  est une matrice diagonale de taille  $M \times M$  et de composantes  $\sqrt{\sigma_{dk}^2(j) + \gamma_d(j) \cdot N_0 / I_d(j)}$  où  $\sigma_{dk}^2(j)$  est la puissance de l'interférence descendante pour le canal descendant  $j$  dans la direction  $k$ ,  $\gamma_d(j)$  est un coefficient caractérisant le transfert de puissance sur le canal descendant  $j$ ,  $N_0$  est la puissance du second bruit isotrope, et  $I_d$  est la puissance totale de l'interférence descendante.

9) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 8, caractérisé en ce que le coefficient  $\gamma_d(j)$  est transmis au réseau par le terminal  $j$  sur le canal montant associé.

10) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 8, caractérisé en ce que le coefficient  $\gamma_d(j)$  est estimé par la station de base à partir d'un coefficient ( $\Gamma$ ) caractérisant le transfert de puissance dans le sens montant.

11) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications 8 à 10, caractérisé en ce que, pour un canal descendant  $j$  donné, la puissance d'interférence descendante dans la direction  $k$ ,  $\sigma_{dk}^2(j)$ , est estimée en fonction de la puissance des signaux transmis ( $S_d(j')$ ) sur les canaux descendants  $j'$  distincts de  $j$ , d'un coefficient  $\beta_d(j)$  caractérisant l'orthogonalité du canal descendant  $j$ , des composantes ( $g_{dk}(j')$ ) des vecteurs de gain ( $\vec{G}_d(j')$ ) relatifs aux dits canaux descendants distincts  $j'$ , les vecteurs de gain étant constitués par un échantillonnage angulaire selon lesdites  $M$  directions des fonctions de gain à l'émission obtenues pour lesdits canaux descendants distincts  $j'$ .

10

12) Procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon la revendication 11, caractérisé en ce que, ledit coefficient  $\beta_d(j)$  est estimé à partir d'un coefficient caractérisant l'orthogonalité du canal montant  $j$ .

15

13) Dispositif d'émission pour une station de base d'un système de télécommunication mobile, comprenant un réseau ( $40_0, 40_1, \dots, 40_{N-1}$ ) de  $N$  antennes, des moyens de pondération ( $41_2$ ) pour pondérer le signal à émettre ( $S_d$ ) par ledit réseau au moyen d'un vecteur de pondération à l'émission ( $\vec{b}_d$ ) de  $N$  coefficients complexes, caractérisé en ce qu'il comprend des moyens ( $42_2, 44_2, 46, 47, 48$ ) adaptés à mettre en oeuvre le procédé d'obtention de fonction de gain à l'émission selon l'une des revendications précédentes, lesdits moyens adaptés fournissant aux dits moyens de pondération ( $41_2$ ) ledit vecteur de pondération à l'émission ( $\vec{b}_d$ ).

20

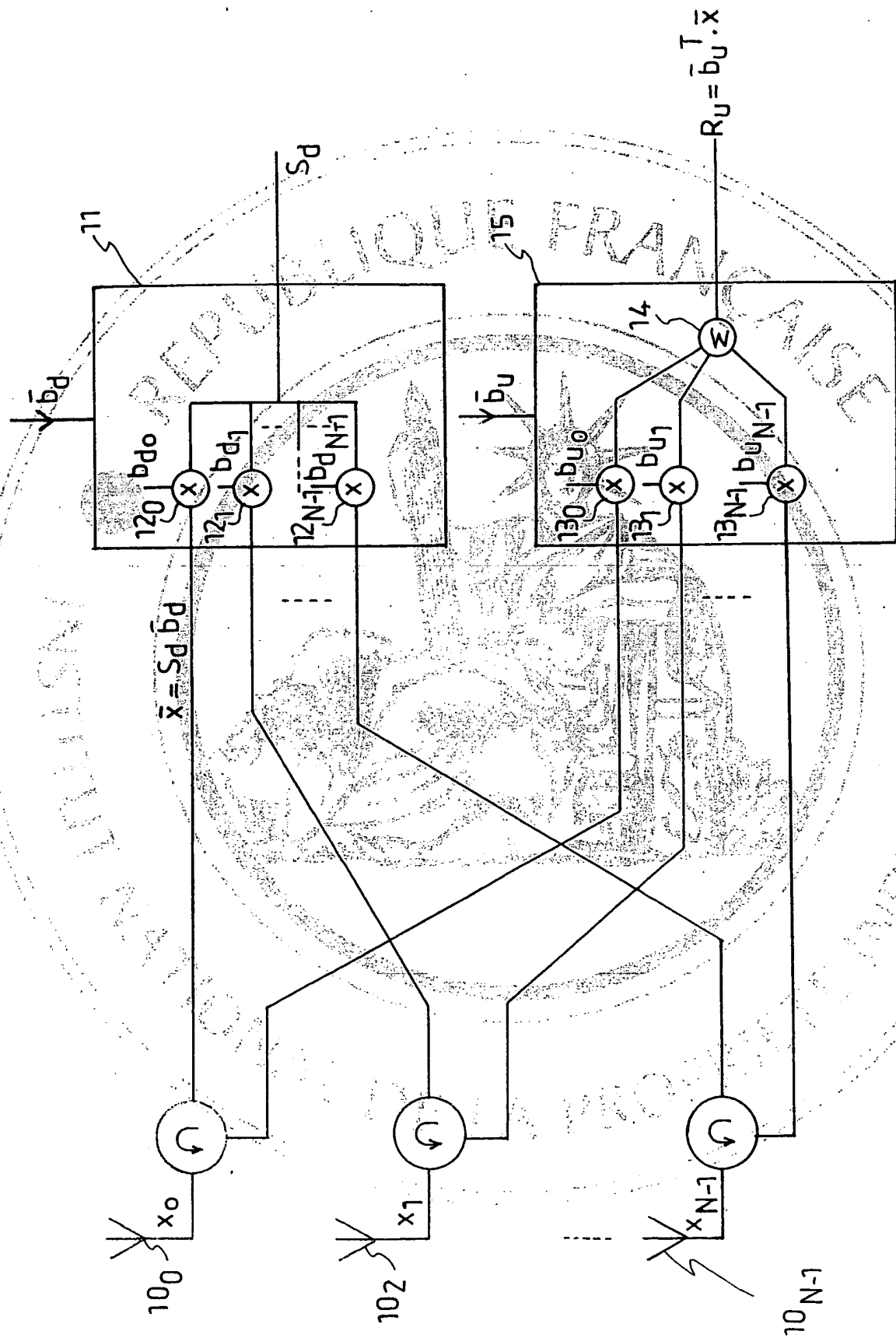


FIG. 1

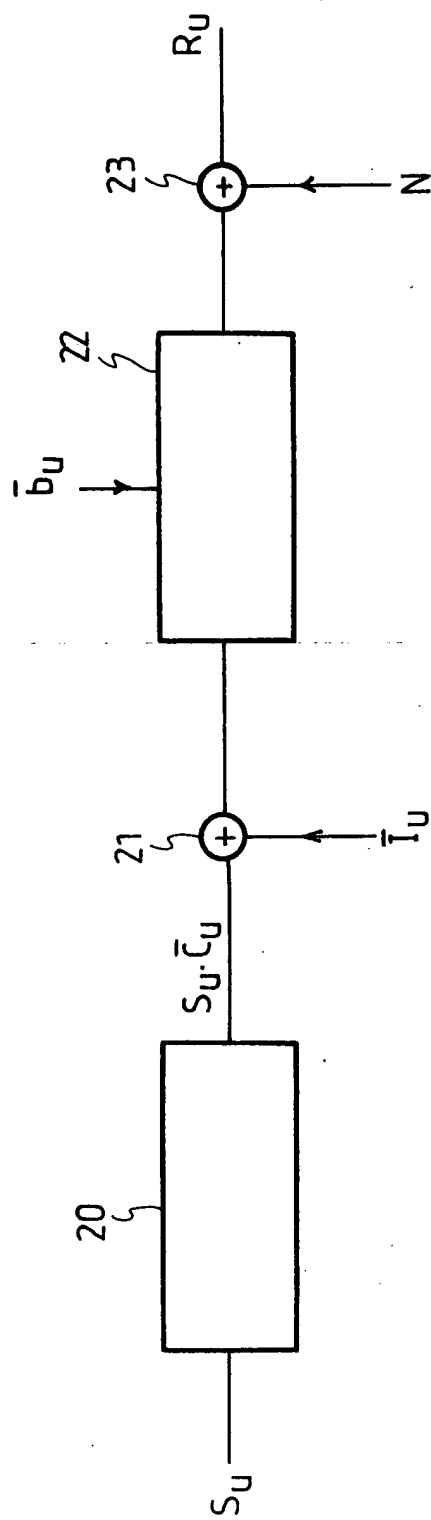


FIG. 2

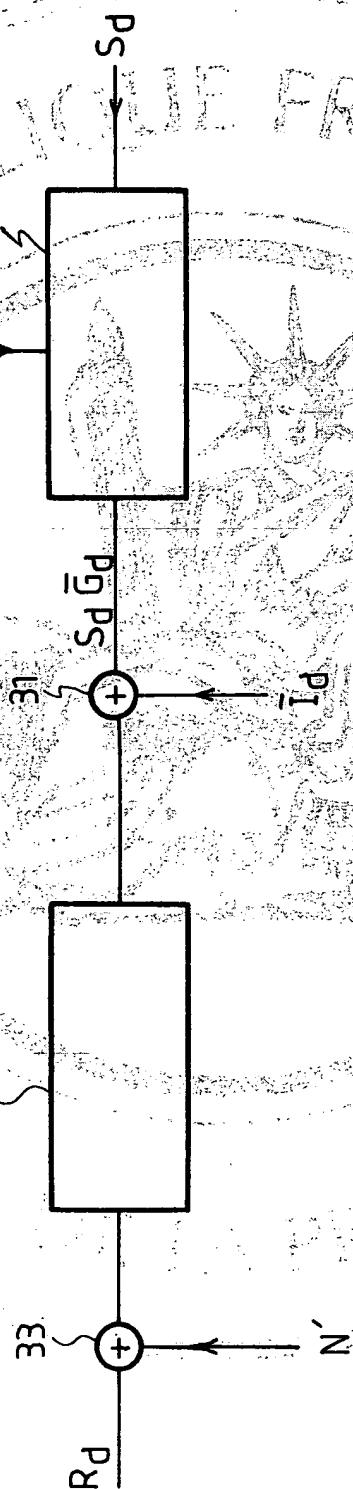


FIG. 3

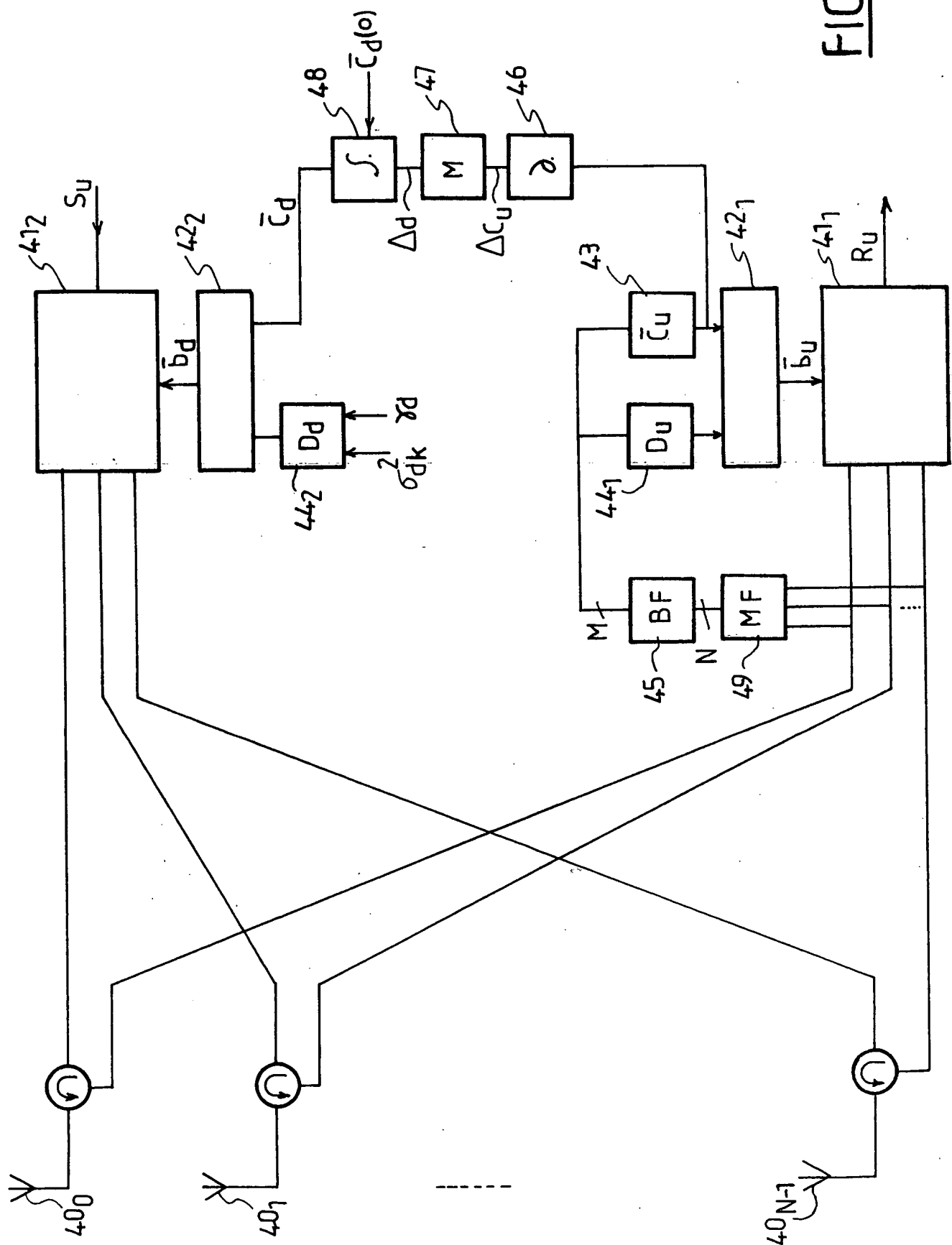


FIG. 4